J. Kopeček • M. Dvořák

Transformatoare de măsură

SERIA
APARATE
ELECTRICE

563

Jan Kopeček, Miloš Dvořák

Redactor științific: acad. **Heller Bedrich**

Transformatoare de măsură

Traducere din limba cehă

Editura tehnică
București — 1970

Prefață

Transformatoarele de măsură, prin mărime, posibilități de achiziționare și cheltuieli de exploatare, sînt produse minore, însă pentru o funcționare sigură a instalațiilor de producere, distribuție și utilizare a energiei electrice, ele sînt foarte importante și de neînlocuit. Fără acestea nu ar putea funcționa în condiții sigure sistemul energetic și nu ar fi posibilă măsurarea energiei electrice produse și livrate, într-un mod cît mai economic. De aceea, cunoașterea proprietăților, a funcționării, a instalării lor etc, este necesară pentru toți specialiștii din domeniul electrotehnicii și energeticii.

Deoarece majoritatea cititorilor acestei cărți vor urmări problemele de bază, în timp ce calculele și alegerea transformatoarelor vor interesa numai o minoritate, explicațiile proprietăților funcționale au fost separate de calculul propriu-zis. Prezentarea funcționării transformatoarelor se bazează, în mod consecvent, atît pe cunoașterea schemelor echivalente, cît și a diagramei fazoriale din care a fost dedusă diagrama complexă a erorilor. Acest procedeu este considerat mai intuitiv, mai logic și permite cititorului să deducă, fără dificultăți mari, și ceea ce nu este dat în carte, sau ceea ce este menționat parțial. Capitolele despre izolație, încălzire și tehnologie nu epuizează domeniile respective, ci se ocupă, în primul rînd, cu problemele speciale care au tangență cu transformatoarele de măsură; cunoștințele de bază și problemele generale sînt tratate în lucrările menționate în bibliografie. Capitolele care conțin calculul și partea experimentală au fost incluse la sfîrșitul cărții, deoarece ele presupun cunoașterea materiei conținute în capitolele anterioare; capitolul de încheiere, privind exploatarea, este alcătuit pe baza întregului conținut anterior, cu excepția capitolului 10.

În elaborarea și definitivarea lucrării, autorii au primit un sprijin eficient din partea a numeroși specialiști (academicieni, profesori, ingineri din producție), atît din Cehoslovacia cît și din alte țări (U. R. S. S., R. P. Polonă, Elveția, R. F. a Germaniei). De asemenea, a fost utilizat un bogat material documentar, pus la dispoziție de o serie de întreprinderi și institute de specialitate, cehoslovace și străine, a căror listă este dată în continuare.

Oferim această carte publicul nostru tehnic, nădăjduind într-o primire favorabilă, deși știm bine că ea nu este completă, că mai are lipsuri, chiar dacă ne-am străduit împreună să redăm în ea cît mai complet ultimul stadiu al teoriei și al practicii.

Autorii

Din partea editurii tehnice

Pentru ca ediția în limba română a lucrării să fie cît mai utilă cititorilor din țara noastră, cu ocazia traducerii au fost efectuate adaptările necesare pentru punerea de acord a indicațiilor cuprinse în original cu normativele românești corespunzătoare. În situațiile în care această corespondență nu a putut fi stabilită, au fost menținute referirile la normative cehe sau străine, pentru informarea cititorilor asupra caracteristicilor și a performanțelor transformatoarelor de măsură, la nivelul tehnicii mondiale.

Anexele de la sfîrșitul lucrării cuprind principalele caracteristici ale transformatoarelor de curent și de tensiune fabricate în prezent în România.

Cuprins

Lista întreprinderilor constructoare și a institutelor (cu inițialele lor) care au contribuit cu materiale pentru această carte 11
Lista celorlalte simboluri și prescurtări folosite în citatele din text 12

1. Scopul și importanța transformatoarelor de măsură 13

2. Transformatorul cu circuit magnetic 16
2.1. Relațiile fundamentale, schema echivalentă și diagrama fazorială 16
2.2. Transformatorul cu circuit magnetic folosit ca transformator de măsură 21

3. Proprietățile funcționale ale transformatoarelor de măsură 23
A. Transformatoare de curent 23
3.1. Caracteristicile funcționale 23
3.2. Diagrama complexă a erorilor și formula de calcul a erorilor 25
3.3. Coerența diagramei complexe de erori cu curba complexă de magnetizare 29
3.4. Erorile în funcție de curent, sarcină, factor de putere secundar, frecvență și tensiunea magnetomotoare primară 32
3.5. Precizia în funcționare normală și în regim de supracurent 37
3.6. Metode pentru mărirea preciziei în funcționarea normală $(0{,}2-1{,}2)I_n$ 45
3.6.1. Corecție de înfășurare 45
3.6.2. Sarcina suplimentară 51
3.6.3. Premagnetizarea 56
3.6.4. Legătura artificială de compensare a erorilor 68
3.7. Transformatoare cu mai multe înfășurări secundare 76
3.8. Cascada electromagnetică a transformatoarelor de curent 77
3.9. Autotransformatorul de curent 79
3.10 Mijloacele de adaptare a caracteristicii de supracurent 81
B. Transformatoarele de tensiune 83
3.11. Rolul transformatorului de tensiune 83
3.12. Diagrama complexă a erorilor și formula de calcul a lor 85
3.13. Erorile în funcție de sarcină, tensiune, factor de putere secundar și frecvență 90
3.14. Precizia 93
3.15 Mijloace pentru mărirea preciziei 97
3.15.1. Corecția de înfășurare 97
3.15.2. Conexiuni artificiale pentru compensarea erorilor 100
3.16 Puterea maximă 106
3.17 Cascada electromagnetică a transformatoarelor de tensiune 107
3.18. Transformatorul de tensiune cu miez tip bară 109

4. Izolația 112
4.1. Considerații generale 112
4.2. Izolația într-o singură treaptă și izolația în cascadă 116
4.3. Dimensionarea izolației principale 122
4.4. Fenomenele de impuls în transformatoarele de măsură 130
4.5. Protecția la supratensiuni a transformatoarelor de măsură 134
4.6. Stabilitatea dielectrică și termică a izolației 136

5. Stabilitatea la scurtcircuit a transformatoarelor de curent 139
5.1. Noţiuni de bază 139
5.2. Efectele dinamice ale supracurenţilor, calculul forţelor şi al solicitărilor 144
5.3. Supratensiunile şi alte efecte ale supracurenţilor 152

6. Încălzirea 154
6.1. Noţiuni şi relaţii de bază 154
6.2. Ecuaţiile de bază pentru calculul încălzirii în regim stabilizat 156
6.3. Fenomene termice tranzitorii 158
6.4. Încălzirea înfăşurării 160
6.5. Încălzirea circuitului magnetic 165
6.6. Încălzirea părţilor constructive 166
6.7. Încălzirea materialului dielectric 166

7. Realizarea transformatoarelor de măsură 167
7.1. Valori nominale 167
7.2. Notarea bornelor 168
7.3. Tipurile de bază 169
7.4. Transformatoare cu mai multe înfăşurări secundare 172
7.5. Transformatoare comutabile 175
7.6. Exemple de transformatoare de măsură realizate 179
7.6.1. Transformatoare de joasă tensiune 179
7.6.2. Transformatoare de înaltă tensiune 185
7.6.3. Transformatoare de măsură de foarte înaltă tensiune 209

8. Transformatoare speciale 221
8.1. Transformatoare capacitive de tensiune 221
8.1.1. Funcţiile şi proprietăţile de bază 221
8.1.2. Ferorezonanţa 230
8.1.3. Oscilaţii subarmonice 233
8.2. Transformatoare de curent şi tensiune combinate 238
8.3. Stabilitatea la scurtcircuit a transformatoarelor de curent 246
8.4. Transformatoare de însumare şi măsurarea însumată 253
8.5. Transformatoare de măsură pentru frecvenţă superioară 257
8.6. Transformatoare de măsură pentru laborator 263
8.7. Transformatoare de curent pentru măsurat, tip cleşte 269
8.8. Măsurarea curentului şi a tensiunii în sisteme de curent continuu 272

9. Materiale şi tehnologie specială 279
9.1. Circuite magnetice şi materiale magnetice 279
9.2. Izolaţii 286
9.3. Înfăşurarea transformatoarelor de măsură 294
9.4. Tehnologia executării transformatoarelor de măsură înglobate în răşină epoxidică turnată 296
9.4.1. Turnarea 304
9.4.2. Impregnarea înfăşurărilor 307
9.5. Tehnologia transformatoarelor de măsură în ulei pentru tensiuni foarte înalte 310

10. Calculul şi alegerea transformatoarelor 313
A. Calcule comune 313
10.1. Calculul elementelor din schema echivalentă 313
10.2. Factorii de umplere al înfăşurării şi al circuitului magnetic 320
B. Transformatoare de curent 324
10.3. Alegerea tipului de construcţie 324
10.4. Calculul limitelor erorilor reale 328
10.5. Calculul caracteristicii de supracurent 330
10.6. Rezolvarea temelor de calcul în diagrama complexă a erorilor 334
10.7. Exemple de alegere şi de calcul 337

10.7.1. Transformatorul de curent, tip suport pentru 110 KV, cu izolație plină 337
10.7.2. Transformatorul de curent, tip toroidal 341
10.7.3. Transformatorul de curent, tip bobină 343
C. Transformatoare de tensiune 346
10.8. Calculul limitei erorilor reale 346
10.9. Alegerea caracteristicilor de bază 348
10.10. Rezolvarea temei de calcul cu ajutorul diagramei complexe a erorilor 352
10.11. Exemple de calcul 354
10.11.1. Transformatorul de tensiune monopolar izolat pentru 110 KV .. 354
D. Folosirea calculatoarelor electronice 356
10.12. Metoda de lucru la calculatorul electronic 356
10.13. Probleme rezolvate la calculatorul electronic 356
10.14. Calculul transformatorului de măsură cu ajutorul calculatorului electronic .. 358

11. **Încercări** 361
11.1. Verificarea polarității 361
11.2. Verificarea clasei de precizie 362
11.2.1. Metode de compensare 364
11.2.2. Metode diferențiale 368
11.2.3. Instalația de măsurare automată 373
11.2.4. Factorii care determină modificarea rezultatelor verificării preciziei transformatoarelor de măsură 375
11.3. Verificarea preciziei la transformatoarele speciale 376
11.4. Verificarea coeficientului de saturație și a caracteristicilor de supracurent ale transformatorului de curent 380
11.4.1. Metode directe 380
11.4.2. Metode indirecte 382
11.5. Verificările la încălzire 386
11.6. Verificarea stabilității la scurtcircuit 388
11.7. Încercarea izolației 391
11.7.1. Verificarea la tensiune de frecvență industrială 392
11.7.2. Verificarea unghiului de pierderi dielectrice 394
11.7.3. Verificarea ionizării și stabilirea nivelului de perturbație radio 398
11.7.4. Verificările transformatoarelor de tensiune capacitive 400
11.7.5. Încercările cu tensiune de ținere de impuls 401
11.8. Măsurarea fluxului de scăpări 405

12. **Funcționarea transformatoarelor de măsură** 408
12.1. Alegerea transformatoarelor de măsură 408
12.2. Corectarea transformatoarelor de măsură 412
12.3. Transformatoare de măsură 415
12.3.1. Influența erorii transformatoarelor de măsură asupra preciziei de măsurare 416
12.3.2. Cauzele care influiențează precizia transformatoarelor de măsură .. 422
12.4. Transformatoarele de protecție 425
12.5. Scheme de legare a transformatoarelor de măsură pentru sincronizare 435
12.6. Utilizarea transformatoarelor de măsură pentru alimentarea regulatoarelor de tensiune 437
12.7. Transformatoarele de măsură cu sursă auxiliară 438
12.8. Calcularea sarcinii transformatoarelor de măsură 441
12.8.1. Influența conductoarelor de alimentare 443
12.9. Protecția și legarea la pământ a transformatoarelor de măsură 448
12.9.1. Protecția 448
12.9.2. Legarea la pământ a transformatoarelor 449
12.10. Ambalarea, transportul și depozitarea 449
12.11. Montarea și instalarea transformatoarelor de măsură 451
12.12. Punerea în funcțiune și întreținerea 453

12.13. Stările de avarii în exploatare — influența asupra transformatoarelor de măsură 456
12.13.1. Tensiunea la bornele deconectate ale înfășurării secundare a transformatoarelor de curent 456
12.13.2. Comportarea transformatoarele de măsură în cazul punerii la pământ în sistemul trifazat 458
12.13.3. Apariția ferorezonanței și a armonicelor de frecvență superioară.. 460

Anexa 1 *Caracteristicile tehnice principale ale transformatoarelor de curent fabricate în România* 462

Anexa 2 *Caracteristicile tehnice principale ale transformatoarelor de tensiune fabricate în România* 466

Bibliografie 469

Lista

întreprinderilor constructoare şi a institutelor (cu iniţialele lor) care au contribuit cu materiale pentru această carte

Cehoslovacia:
ČKD Praga, uzina electrotehnică Praga—Vysočany (ČKD)
Uzinele electrotehnice Julius Fučik Brno (EJF)
Energovod Praga (EGV)
Metra Blansko
ŠKODA, întreprindere specializată Plzeň, uzina electrotehnică (ŠKODA)
Institutul de cercetări de curenţi tari pentru electrotehnică, Běchovice u Prahy (VÚSE)
Uzina de automatizări industriale Praga, uzinele Praha—Smíchov şi Trutnov (ZPA)
Din străinătate:
Brown, Boveri & Cie, A. G., Baden (Aargau), Elveţia (BBC)
Institut Prüffeld für elektrische Hochleistungstechnik, Berlin—Lichtenberg, R.D.G. (IPH)
Maschinenfabric Oerlikon, Zürich, Elveţia
Messwandler — Bau, GMBH Bamberg R. F. G.
Micafil, A. G., Zürich, Elveţia
Moser — Glaser & Co, A. G., Muttenz bei Basel, Elveţia
Institutul energetic din Moscova, Moskva, U. R. S. S. (MEI)
Dr. ing. Hans Ritz, Messwandlerwerk GMBH, Hamburg, R. F. G. (NSR)
Siemens & Halske, A. G., Erlangen, R. F. G. (SH).
Siemens & Schuckert, A. G. Erlangen, R. F. G. (SSW.)
TETTEX, A. G. Zürich, Elveţia
Usines Balteau, S. A., Liège, Belgia
VEB Transformatorenwerk Karl Liebknecht, Berlin — Oberschöneweide, R. D. G. (TRC)
VEB Transformatoren -und Röntgenwerk Dresden, Dresden R. D. G. (TuR)
Zaklady wytwórcze aparatów wysokiego napiecia im. G. Dymitrowa, Warszawa, Polonia (ZGD)
Uzina de transformatoare din Zaporojie, U. R. S. S. (ZTZ)
Uzinele de aparate de înaltă tensiune, Zaporojie, U. R. S. S. (ZVA)
Dr. techn. Josef Zelisko, Mödling bei Wien, Austria

Lista

celorlalte simboluri şi prescurtări folosite în citatele din text

AEG — Allgemeine Elektricitäts — Gesellschaft, Berlin (Vest)
AIEE — American Institute of Electrical Engineering
ASEA — Allmäna Svenska Elektriska Aktiebolaget, Västerås, Suedia
ATM — Archiv für technisches Messen, München, R. F. G.
BBM — Brown Boveri Mitteilungen, Baden (Aargau), Elveţia
BSEV — Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins, Zürich, Elveţia
BSFE — Bulletin de la Société Française des Electriciens, Paris, Franţa
CIGRE — Conférence Internaţionale des Grands Réseaux Electriques, Paris, Franţa
CISPR — Comité International Special des Perturbations Radioelectriques
ČMT — Matricea tehnică cehă, Praga, R. S. C. S.
ČSN — Norma de stat cehoslovacă
DE — Deutsche Elektrotechnik, Berlin, R. F. G. (azi Elektrie);
E — Elektricestvo, Moskva, U. R. S. S.
Eg — Energetika, Praha, R. S. C. S.
EO — Elektrotechnický obzor, Praha, R. S. C. S.
ESČ — Uniunea electrotehnică cehoslovacă (azi ČsVTS)
Et — Elektrotechnik, Praha, R. S. C. S.
ETZ — Elektrotechnische Zeitschrift, Berlin şi Düsseldorf, R. F. G. (ediţia A şi B)
EuM — Elektrotechnik und Maschinenbau, Wien, Austria
GOST — Standard general de Stat, U. R. S. S.
IEC — Internaţional Electrotechnical Commision
IEE — Institution of Electrical Engineers, London, Marea Britanie
JIEE — Journal of the Institution of Electrical Engineers, London, Marea Britanie
NČSAV — Editura Academiei de ştiinţe cehoslovace, Praga, R. S. C. S.
PET — Przeglad, Elektrotechniczny, Warszawa, Polonia
PWT — Państwowe Wydawnictwa Techniczne, Warszawa, Polonia
RGE — Révue générale de l'Electricité, Paris, Franţa
SNTL — Editura de stat de literatură tehnică, Praga, R. S. C. S.
SVTL — Editura slovacă de literatură tehnică, Bratislava, R. S. C. S.
SZ — Siemens Zeitschrift, Berlin und Erlangen, R. F. G.
TEP — Tehnica aparatelor electrice, Brno, R. S. C. S. (editează EJF)
VDE — Verband Deutscher Elektrotechniker, Berlin (vest).

Citarea literaturii în text

Sursele literare care au legătură numai cu materialul unui anumit capitol sînt date la bibliografia capitolului respectiv şi notate cu numărul capitolului şi cu numărul curent. De exemplu (3.21) înseamnă a 21-a sursă literară în cap. 3. Sursele care se referă la conţinutul întregii cărţi sau la o parte mai mare a ei sînt date în lista de la sfîrşitul cărţii şi indicate astfel: partea de carte în care sînt tratate exclusiv transformatoarele de măsură [K1], [K2] etc., partea de carte în care sînt tratate transformatoarele de măsură în cîteva capitole sau articole [S1], [S2] etc., normele şi prescripţiile [N1], [N2] etc.

1 Scopul şi importanţa transformatoarelor de măsură

Pentru o exploatare economică şi sigură a sistemului energetic şi a instalaţiilor electrice în care funcţionează transformatoarele, sînt necesare diverse aparate electrice. Acestea sînt aparate cu care se măsoară mărimile electrice: curentul, tensiunea, puterea, energia, frecvenţa, factorul de putere (cos φ) etc., cum şi aparatele care asigură o funcţionare corectă sau limitează eventualele deranjamente necorespunzătoare din instalaţiile electrice. Primele dintre acestea se numesc *aparate de măsurat*, iar celelalte se numesc *aparate de protecţie*. O categorie intermediară o formează aparatele de reglare automată, care, după efectuarea măsurării valorilor mărimilor electrice, dau comenzile necesare sau realizează singure punerea în funcţiune a instalaţiei electrice sau a întregului sistem energetic, realizează reglarea tensiunii şi a frecvenţei, reglarea puterii în centralele electrice sau a distribuţiei sarcinii în sistemul energetic etc. Ordinul de mărime a tensiunii şi curentului într-un sistem energetic este foarte variat; de exemplu, curentul poate avea valori de ordinul amperilor pînă la kiloamperi, iar tensiunea de la zeci de volţi pînă la sute de kilovolţi. Adaptarea sistemelor de măsurat a curentului şi a tensiunii, ale aparatelor de protecţie şi reglare la această gamă extinsă de valori nu este justificată nici din punct de vedere tehnic şi nici economic. De aceea, aceste aparate se leagă în circuitele electrice în mod indirect, şi anume, se leagă prin intermediul transformatoarelor de curent şi de tensiune, denumite *transformatoare de măsură*, a căror construcţie şi funcţionare sînt adaptate special acestui scop. Ca şi aparatele pe care le deservesc, transformatoarele formează două grupe, şi anume: transformatoare pentru aparate de măsurat şi transformatoare pentru aparate de protecţie. De multe ori, ele se construiesc în aşa fel, încît să poată fi folosite atît pentru aparatele de măsurat, cît şi pentru aparatele de protecţie. În acest caz, ele au cîteva înfăşurări secundare, dintre care unele au proprietăţile necesare pentru alimentarea aparatelor de măsurat şi altele pentru alimentarea aparatelor de protecţie (de obicei, la trans-

formatoarele de curent). Sînt transformatoare care pot fi folosite fie pentru aparatele de măsurat, fie pentru aparatele de protecţie, dacă ele corespund în anumite limite cerinţelor celor două funcţiuni, sau pentru ambele scopuri simultan (de obicei, transformatoarele de tensiune). De aceea, nu se poate face o delimitare precisă între cele două grupe.

Transformatoarele de măsură îndeplinesc următoarele funcţiuni:

1. Transformă valoarea curentului şi a tensiunii la valorile standard corespunzătoare, pentru alimentarea bobinelor de curent şi de tensiune ale aparatelor construite după acelaşi standard şi din acest motiv, ele pot fi construite economic şi produse într-un număr limitat de tipuri şi în serii mari.

2. Izolează circuitul de tensiune înaltă (al sistemului energetic) de circuitul de tensiune joasă (al aparatului), ceea ce asigură protecţia aparatelor şi deservirea lor.

3. Scot aparatele de măsurat şi de protecţie din zona de acţiune a cîmpurilor magnetice şi electrice puternice ale circuitelor de curent ale sistemului energetic, eliminîndu-se, în acest fel, acţiunea perturbatoare a acestor cîmpuri asupra preciziei de măsurare şi asupra funcţionării corecte a aparatelor.

4. Permit, în scopul controlului, o stabilire uşoară a sumei sau a diferenţei curenţilor sau a tensiunilor în cîteva circuite izolate reciproc.

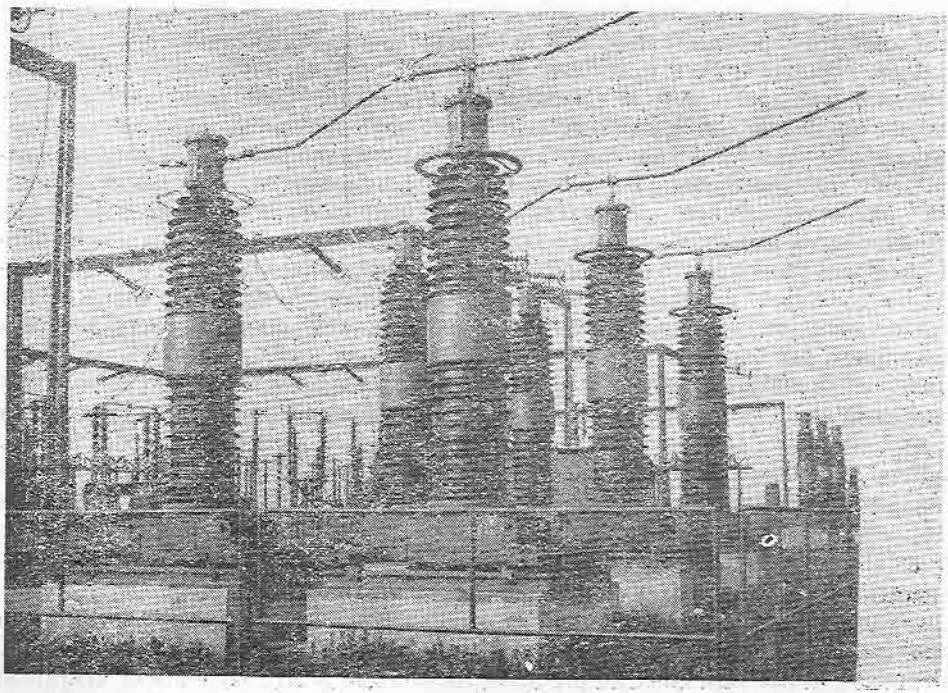


Fig. 1.1. Transformatoare de curent şi tensiune în staţia electrică de 200 kV (ŠKODA Plzeň).

5. Permit concentrarea rațională a aparatelor de măsurat și de protecție în camera de comandă, în afara stației electrice și, prin acestea, contribuie atît la comanda normală și de avarie a instalației, cît și la supravegherea funcționării stației și a întregii rețele.

6. Protejează aparatele de măsurat și de protecție împotriva efectelor dăunătoare dinamice și termice ale supracurentului în cazul cînd în sistemul energetic are loc o avarie.

Domeniul principal de folosire a transformatoarelor de măsură sînt sistemele energetice și instalațiile electrice de tensiune înaltă și foarte înaltă (fig. 1.1). De asemenea, ele se folosesc și în instalațiile de joasă tensiune, cum și în laboratoarele de încercări.

Transformatoarele de măsură sînt, deci, mașini electromagnetice nerotative, care alimentează circuitele aparatelor electrice. De aceea, construcția și tehnologia lor au cîteva trăsături comune cu celelalte mașini electromagnetice nerotative (de exemplu, cu transformatoarele de putere), ale căror proprietăți funcționale se apropie mai mult de proprietățile aparatelor electrice.

2 Transformatorul cu circuit magnetic

2.1. Relațiile fundamentale, schema echivalentă și diagrama fazorială

În general, transformatoarele de măsură sînt transformatoare cu circuit magnetic, complet închis, mai rar deschis (de exemplu, transformatorul de tensiune cu miez în bare). Pentru înțelegerea corectă a proprietăților fundamentale și funcționării lor trebuie cunoscută schema echivalentă a transformatorului cu circuit magnetic și, respectiv, diagrama lui fazorială, din ele putîndu-se deduce condițiile pentru precizia de transformare a mărimilor primare în cele secundare, în funcție de diferitele situații de exploatare, de condițiile propuse etc.

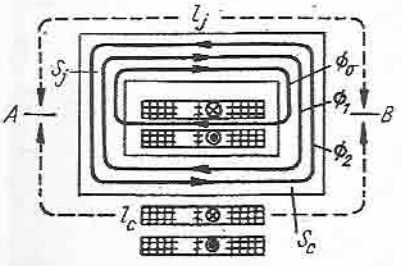


Fig. 2.1. Transformatorul ideal, cu două înfășurări și circuit magnetic.

Cosiderăm ca transformator ideal pe acela format din două înfășurări, cu un circuit magnetic închis, conform fig. 2.1 [2.1].

În concordanță cu soluțiile curent aplicate la transformatoarele de măsură, presupunem sensul fluxului magnetic de la înfășurarea exterioră spre cea interioară, deci înfășurarea exterioară 1 se consideră înfășurare primară, iar cea interioară 2, înfășurare secundară.

Aranjarea inversă, cu înfășurarea primară interioară și înfășurarea secundară exterioară, se folosește foarte rar la transformatoarele de măsură, de exemplu la transformatoarele speciale, la care la bornele de intrare se aplică o tensiune egală cu jumătate din tensiunea primară nominală, cum ar fi la unele trepte din cascada elec-

tromagnetică etc. Schema echivalentă și diagrama fazorială sînt determinate pentru diverse moduri de așezare a înfășurărilor, inclusiv varianta prezentată în fig. 2.1, cu precizarea că la toate mărimile nu trebuie să lipsească indicii 1 sau 2. Pentru simplitate, se presupune același număr de spire la ambele înfășurări (de exemplu, $N_1 = N_2 = N$). Curentul din înfășurarea primară I_1 produce atît fluxul magnetic Φ_1, care cuprinde ambele înfășurări și trece numai prin circuitul magnetic, cît și fluxul de dispersie Φ_σ, care apare numai la înfășurarea *1*; fluxul Φ_σ se închide în exteriorul înfășurării *1*, printr-o parte a circuitului magnetic și în interiorul înfășurării *1* prin canalul de dispersie dintre înfășurări. Curentul secundar I_2 produce fluxul magnetic Φ_2 care se închide exclusiv prin circuitul magnetic și cuprinde complet ambele înfășurări. Pe porțiunea de circuit magnetic fără înfășurări, cu lungimea l_j sînt deci fluxurile Φ_1, Φ_2 și Φ_σ, iar în partea pe care se află înfășurările și care are lungimea l_c, numai fluxurile Φ_1 și Φ_2. Partea de circuit cu lungimea l_c și cu secțiunea activă S_c se numește coloană, iar partea cu lungimea l_j și cu secțiunea activă S_j se numește jug. Limitele dintre ele sînt punctele A și B, în care fluxul de dispersie Φ_σ trece din circuitul magnetic în canalul de dispersie dintre înfășurări.

Dacă împărțim curenții ambelor înfășurări în curenți corespunzători reluctanțelor coloanei și jugului ($\underline{I}_1 = \underline{I}_{1c} + \underline{I}_{1j}$; $\underline{I}_2 = \underline{I}_{2c} + \underline{I}_{2j}$), pentru jug este valabilă (în cazul admiterii unei permeabilități constante) relația

$$N\,(\underline{I}_{1j} - \underline{I}_{2j}) = N\underline{I}_{\mu j} = \frac{1}{\mu\mu_0} \cdot \frac{l_j}{S_j}\,(\underline{\Phi}_1 + \underline{\Phi}_\sigma - \underline{\Phi}_2) \tag{2.1}$$

și pentru coloană

$$N\,(\underline{I}_{1c} - \underline{I}_{2c}) = N\underline{I}_{\mu c} = \frac{1}{\mu\mu_0} \cdot \frac{l_c}{S_c}\,(\underline{\Phi}_1 - \underline{\Phi}_2). \tag{2.2}$$

Însumînd ambele ecuații pentru circuitul magnetic întreg se obține

$$N\underline{I}_\mu = N\,(\underline{I}_{\mu j} + \underline{I}_{\mu c}) = \frac{1}{\mu\mu_0}\left[\frac{l_j}{S_j}\,(\underline{\Phi} + \underline{\Phi}_\sigma) + \frac{l_c}{S_c}\,\underline{\Phi}\right], \tag{2.3}$$

unde

$$\underline{I}_\mu = \underline{I}_1 - \underline{I}_2;\ \underline{\Phi} = \underline{\Phi}_1 - \underline{\Phi}_2, \tag{2.4}$$

iar pentru traseul fluxului de dispersie Φ_σ în canalul de dispersie dintre înfășurări, este valabilă relația

$$N\,(\underline{I}_1 - \underline{I}_{\mu j}) = \mathcal{R}_\delta\ \Phi_\sigma, \tag{2.5}$$

unde $\mathcal{R}_\delta$ este reluctanța canalului de dispersie. Toate sumele și diferențele de curenți și de fluxuri sînt date în mărimi fazoriale.

Din ecuațiile date, reiese că $\underline{I}_\mu$, curentul total de magnetizare se împarte în doi curenți de magnetizare, dintre care, unul determină fluxul magnetic $\underline{\Phi} + \underline{\Phi}_\sigma$ pe traseul l_j, iar celălalt determină numai fluxul magnetic $\underline{\Phi}$ pe traseul l_c. În concordanță cu aceasta, transformatorul are o reactanță de dispersie X_σ, corespunzătoare reluc-

tanței canalului de dispersie dintre înfășurări și două reactanțe de magnetizare X_{0j} și X_{0c}, dintre care, prima reprezintă magnetizarea jugului, iar a doua, magnetizarea coloanei. Raportul lor este (în cazul unei aceleiași permeabilități a coloanei și a jugului)

$$\frac{X_{0j}}{X_{0c}} = \frac{l_c}{S_c} \cdot \frac{S_j}{l_j}. \tag{2.6}$$

Schema echivalentă și diagrama fazorială se deduc din principiul cunoscut al dualității dintre circuitul electric și magnetic; permeanței conectate în paralel îi corespunde în schema echivalentă reactanța înseriată străbătută de același curent, iar reluctanței conectate în serie prin care trece același flux magnetic, îi corespunde reactanța legată în paralel la aceeași sursă de tensiune. Astfel dedusă, schema echivalentă cu două reactanțe de magnetizare X_{0j} și X_{0c} și o reactanță unică de dispersie X_σ, completată cu rezistențele active ale ambelor înfășurări R_1 și R_2 este dată în fig. 2.2. La bornele înfășurării *1* se aplică tensiunea de intrare U_1, iar la bornele înfășurării *2* rezultă tensiunea de ieșire U_2. Tensiunea indusă de înfășurarea *1* este U_{0j}, iar tensiunea indusă în înfășurarea *2* este U_{0c} [2.2].

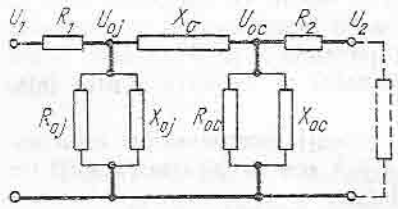


Fig. 2.2. Schema echivalentă a transformatorului cu circuit magnetic (cuadripol II). Circuitul electric exterior conectat la bornele secundare (sarcina) este indicat punctat.

Deoarece, în realitate, circuitul magnetic mai are și pierderi în fier (prin histerezis și prin curenți turbionari), acestea sînt exprimate în schema echivalentă prin rezistențele active R_{0j} și R_{0c}, conectate în paralel cu reactanțele de magnetizare X_{0j} și X_{0c}. Din cauza pierderilor, curentul de magnetizare al fiecărei reactanțe de magnetizare ($I_{\mu j}$, $I_{\mu c}$) se adună fazorial cu curentul care acoperă pierderile în fier (I_{wj}, I_{wc}), dînd astfel curentul rezultant de magnetizare

$$I_{0j} = \sqrt{I_{\mu j}^2 + I_{wj}^2};\quad I_{0c} = \sqrt{I_{\mu c}^2 + I_{wc}^2}. \tag{2.7}$$

Fiecare curent de magnetizare este decalat față de tensiunea lui cu unghiul $\varphi_0 < 90°$, a cărui mărime este dată de relația

$$\operatorname{tg}\varphi_0 = \frac{I_\mu}{I_w} = 4{,}44\,\frac{f}{\gamma_{Fe}}\,\frac{HB_{max}}{p_w}\ [\mathrm{Hz};\ \mathrm{kg/m^3};\ \mathrm{A/m};\ \mathrm{T};\ \mathrm{W/kg}], \tag{2.8}$$

sau pentru 50 Hz și pentru tablă de transformatoare ($\gamma_{Fe} = 7650\ \mathrm{kg/m^3}$)

$$\operatorname{tg}\varphi_0 = 0{,}0291\,\frac{HB_{max}}{p_w}\ [\mathrm{A/m};\ \mathrm{T};\ \mathrm{W/kgf}], \tag{2.8 a}$$

unde: H este valoarea efectivă a intensității cîmpului magnetic; B_{max} este valoarea maximă a inducției, γ_{Fe} este masa specifică a oțelului electrotehnic și p_w pierderile specifice ale oțelului electrotehnic la inducția respectivă.

Reactanța de magnetizare și rezistențele active conectate în paralel cu ea se înlocuiesc cu impedanțele de magnetizare Z_{0j} și Z_{0c}, care sînt date în valori absolute de relațiile:

$$|Z_{0j}| = X_{0j} \sin\varphi_{0j}; \quad |Z_{0c}| = X_{0c} \sin\varphi_{0c}. \tag{2.9}$$

Deoarece, în realitate, atît permeabilitatea, cît și pierderile în circuitul magnetic sînt dependente de tensiune, mărimile R_{0j}, R_{0c}, X_{0j}, X_{0c}, Z_{0j} și Z_{0c} nu sînt constante, ci mai curînd funcții de tensiunile U_{0j} și U_{0c}. Cît timp $\varphi_{0j} \approx \varphi_{0c}$ este valabilă cu aproximație relația

$$\frac{|Z_{0j}|}{|Z_{0c}|} \approx \frac{I_c}{S_c} \frac{S_j}{I_j}. \tag{2.10}$$

Diagrama fazorială respectivă este dată în fig. 2.3 și în ea sînt desenate și fluxurile magnetice $\underline{\Phi}_1$ și $\underline{\Phi}_2$, care sînt în fază cu curenții $\underline{I}_1$ și $\underline{I}_2$ și fluxul de dispersie $\underline{\Phi}_\sigma$ care este în fază cu curentul $\underline{I}_1 - \underline{I}_{0j}$. Fluxul magnetic $\underline{\Phi}$ este în fază cu curentul $\underline{I}_{\mu c}$, în timp ce fluxul $\underline{\Phi} + \underline{\Phi}_\sigma$ este în fază cu curentul $\underline{I}_{\mu j}$.

Cazul ideal indicat în fig. 2.1 diferă de realitate prin aceea că, o parte a fiecărui flux magnetic se închide prin aer paralel cu circuitul magnetic, deoarece el nu are o permeabilitate infinită și în special prin faptul că fluxul de dispersie nu trece în canalul de dispersie dintre înfășurări numai prin punctele de limitare A și B, ci practic trece pe toată lungimea coloanei și, în special a jugului, ajungînd și în zona înfășurărilor. Din această cauză, fluxul magnetic rezultant în circuit nu se modifică brusc cu valoarea $\underline{\Phi}_\sigma$ în locul de limitare, ci continuu, de-a lungul întregului circuit, ceea ce face ca mărimea lui să nu fie constantă. De aceea ar fi mai corect ca coloana și jugul să se împartă într-un număr cît mai mare de părți mici, iar schema echivalentă a fiecărui element ar fi conductorul elementar alcătuit din reactanța de dispersie elementară longitudinală și impedanța de magnetizare elementară transversală. Wentz [2.3] a demonstrat însă, că aproape totdeauna, este suficientă împărțirea circuitului magnetic în două părți — coloana și jugul.

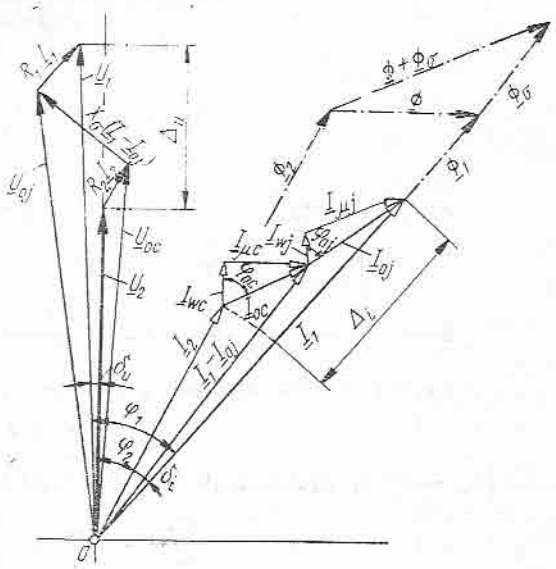


Fig. 2.3. Diagrama fazorială pentru cuadripolul II, în care se indică fluxurile fazoriloř magnetici $\underline{\Phi}_1$, $\underline{\Phi}_2$, $\underline{\Phi}_\sigma$ și $\underline{\Phi}$.

Schema echivalentă cu două impedanțe de magnetizare Z_{0j}, Z_{0c}, din fig. 2.2 (cuadripolul II), este precisă și dă o imagine corectă asupra raporturilor reale din transformator, dar pentru aplicare în practică este destul de incomodă. De aceea, în locul ei se poate utiliza schema echivalentă cu o impedanță de magnetizare Z_0 (cuadripolul T), care se deduce din cea anterioară prin transformarea cunoscută a triunghiului în stea (fig. 2.4) cu ajutorul sistemului

$$\left.\begin{aligned} Z_{\mathrm{I}} &= \frac{Z_{0j}\,X_\sigma}{Z_{0j}+Z_{0c}+X_\sigma} \\ Z_{\mathrm{II}} &= \frac{Z_{0c}\cdot X_\sigma}{Z_{0j}+Z_{0c}+X_\sigma} \\ Z_0 &= \frac{Z_{0j}\cdot Z_{0c}}{Z_{0j}+Z_{0c}+X_\sigma} \end{aligned}\right\} \tag{2.11}$$

Deoarece totdeauna $|Z_{0j}| \gg X_\sigma$ și $|Z_{0c}| \gg X_\sigma$, se poate scrie cu destulă precizie

$$\left.\begin{aligned} Z_{\mathrm{I}} &= \frac{Z_{0j}}{Z_{0j}+Z_{0c}}\,X_\sigma \\ Z_{\mathrm{II}} &= \frac{Z_{0c}}{Z_{0j}+Z_{0c}}\,X_\sigma \\ Z_0 &= \frac{Z_{0j}\,Z_{0c}}{Z_{0j}+Z_{0c}} \end{aligned}\right\} \tag{2.12}$$

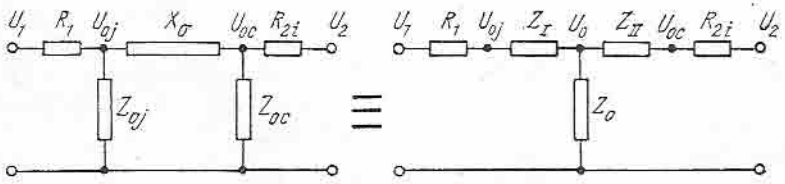


Fig. 2.4. Transformarea schemei echivalente — cuadripol Π în cuadripol T ($|Z_{\mathrm{I}}| \approx X_1$, $|Z_{\mathrm{II}}| \approx X_2$).

Din ecuațiile (2.5), (2.10) și (2.12) rezultă că

$$\frac{|Z_{\mathrm{I}}|}{|Z_{\mathrm{II}}|} = \frac{|Z_{0j}|}{|Z_{0c}|} = \frac{l_c}{S_c}\cdot\frac{S_j}{l_j}, \tag{2.13}$$

sau, cu alte cuvinte, la o aceeași secțiune activă a coloanei și a jugului, raportul impedanței $|Z_{\mathrm{I}}|$ la impedanța $|Z_{\mathrm{II}}|$ este proporțional cu raportul lungimilor coloanei și a jugului. Conform ecuației (2.12) este

$$|Z_{\mathrm{I}} + Z_{\mathrm{II}}| = X_\sigma. \tag{2.14}$$

În aplicarea cuadripolului T drept schemă echivalentă a transformatorului cu circuit magnetic este necesar să se țină seama de următoarele condiții reale:

1. Impedanțele Z_I și Z_{II} (notate foarte adesea în literatura tehnică drept *reactanțe de dispersie primare* și *secundare*) nu sînt în realitate reactanțe pure, chiar cînd pentru ele se poate lua cu precizie suficientă raportul de mai sus dintre impedanțele de magnetizare și reactanțele de dispersie, de aceea se poate scrie relația

$$|Z_I| \approx X_1; \; |Z_{II}| \approx X_2.$$

2. Tensiunile induse în înfășurarea primară și secundară sînt cele arătate mai înainte, U_{0j} și U_{0c}, pe cînd tensiunea U_0, indicată în nodul stelei impedanțelor echivalente Z_I, Z_{II} și Z_0, nu există fizic în transformator. Pentru cercetarea precisă a relațiilor din circuitul magnetic (inducție, pierderi, curentul de magnetizare) trebuie avute în vedere totdeauna tensiunile reale existente U_{0j} și U_{0c} și nicidecum tensiunea fictivă U_0.

3. Chiar cînd în majoritatea cazurilor se va folosi cuadripolul T ca schemă echivalentă, pentru continuarea expunerii proprietăților funcționale și a exemplelor de calcul, trebuie să se țină seama mereu că aceasta este numai o reprezentare matematică (în cazul respectării propunerilor de aici se admite) și nicidecum un echivalent simbolic al realității fizice.

Curentul de magnetizare care trece prin impedanța de magnetizare Z_0 a cuadripolului T este

$$I_0 = I_{0j} + I_{0c}. \qquad (2.15)$$

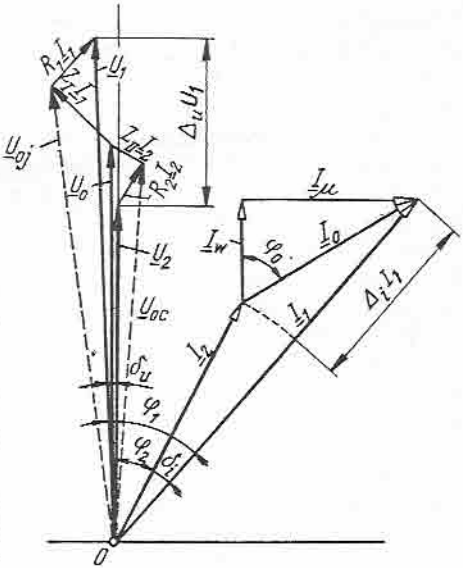


Fig. 2.5. Diagrama fazorială valabilă pentru cuadripolul T.

Diagrama fazorială corespunzătoare acesteia este dată în fig. 2.5.

Pe o cale simplă se poate demonstra [2.1] că, pentru transformatorul cu sens invers de energie, adică la care înfășurarea interioară este primară și înfășurarea exterioară cea secundară, este de asemenea valabilă schema echivalentă indicată în fig. 2.2 și 2.4, însă cu diferența că, energia în ele intră în sens invers, adică de la dreapta spre stînga, iar indicii *1* și *2* la toate mărimile se schimbă reciproc. Din aceasta se deduce diagrama fazorială asemănătoare cu cele din fig. 2.3 și 2.5.

2.2. Transformatorul cu circuit magnetic folosit ca transformator de măsură

Din ambele diagrame fazoriale (fig. 2.3 și 2.5) rezultă că mărimile primare (curentul și tensiunea) se transformă pe partea secundară cu o anumită eroare. Diferența algebrică dintre modulele fazorilor curenților $I_2 - I_1$ reprezintă eroarea

de curent Δ_i, diferența algebrică dintre modulele fazorilor tensiunilor $U_2 - U_1$ reprezintă eroarea de tensiune Δ_u și ambele se consideră ca pozitive, dacă mărimea secundară (înmulțită cu factorul de transformare nominal) este mai mare decît mărimea primară. Decalajul de fază dintre fazorul mărimii secundare rotit cu 180° și fazorul mărimii primare este eroarea de unghi δ_i (la curent) sau δ_u (la tensiune) și ambele erori se consideră pozitive dacă fazorul mărimii secundare rotit cu 180° depășește fazorul mărimii primare — în raport cu axa timpului.

Fiecare transformator de măsură poate să transforme cu o precizie convenabilă (adică cu erori admisibile) numai pe una dintre cele două mărimi primare (curentul sau tensiunea). Din această cauză se realizează transformatoare de măsură pentru *curent* și transformatoare de măsură pentru *tensiune*.

Transformatoarele de curent sînt caracterizate printr-un curent mic de magnetizare, adică impedanță mare de magnetizare. Reactanța lor de dispersie este comparabilă ca mărime cu impedanța circuitului electric exterior conectat la bornele secundare. Ele sînt realizate în așa fel, încît transformarea curentului să se facă cu erori mici, în limitele de toleranță dinainte stabilite, neglijîndu-se eroarea de tensiune. Regimul lor nominal de funcționare este apropiat de funcționarea transformatorului în scurtcircuit. Factorul principal care determină proprietățile lor funcționale este triunghiul curenților $\underline{I}_1$, $\underline{I}_2$ și $\underline{I}_0$ din diagrama fazorială.

Transformatoarele de tensiune au o reactanță de dispersie mică, curentul lor de magnetizare este comparabil, ca mărime, cu curentul care trece prin circuitul electric exterior racordat la bornele secundare, adică impedanța lor de magnetizare este mică. Ele sînt concepute astfel, încît tensiunea să se transforme cu erori mici, în limitele toleranțelor dinainte stabilite, neglijîndu-se eroarea pentru curent. Regimul lor normal de funcționare este apropiat de funcționarea transformatorului în gol. Factorii principali care determină proprietățile lor funcționale sînt tensiunile $\underline{U}_1$ și $\underline{U}_2$ din diagrama fazorială și rezistențele ambelor înfășurări R_1 și R_2, cum și reactanța de dispersie X_σ.

Circuitul electric exterior racordat la bornele secundare ale transformatorului de măsură se numește sarcină. Această noțiune este tratată amănunțit în cap. 3.

3 Proprietăţile funcţionale ale transformatoarelor de măsură

A. Transformatoare de curent

3.1. Caracteristicile funcţionale

Transformatoarele de curent alimentează aparatele de măsurat (indicatoare şi înregistratoare), de protecţie şi de reglare. Înfăşurarea primară este legată în serie cu circuitul de alimentare, iar curentul din ea se transformă în înfăşurarea secundară. De aceea, proprietăţile acestor transformatoare sînt la fel cu proprietăţile transformatoarelor serie, spre deosebire de transformatoarele de putere şi de transformatoarele de tensiune, care au proprietăţi la fel cu ale transformatoarelor legate în paralel cu circuitul primar (fig. 3.1).

Prin raportul dintre numărul de spire ale înfăşurării primare N_1 şi ale înfăşurării secundare N_2 (neluînd

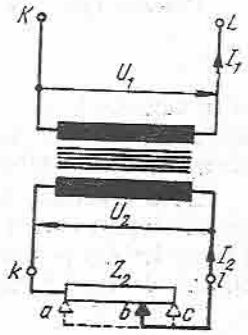


Fig. 3.1. Principiul construcţiei transformatorului de curent.

în considerare eroarea de curent) se determină raportul dintre curentul primar I_1 şi curentul secundar I_2, iar pentru determinarea tensiunilor ambelor înfăşurării U_1 şi U_2 se dau atît curenţii, cît şi impedanţele parţiale ale schemei echivalente (fig. 3.2, *a*).

Sarcina transformatorului de curent este exprimată prin impedanța aparatelor de măsurat conectate și a legăturilor de la transformator pînă la aparate

$$|Z_2| = \sqrt{R_2^2 + X_2^2} \quad [\Omega]. \tag{3.1}$$

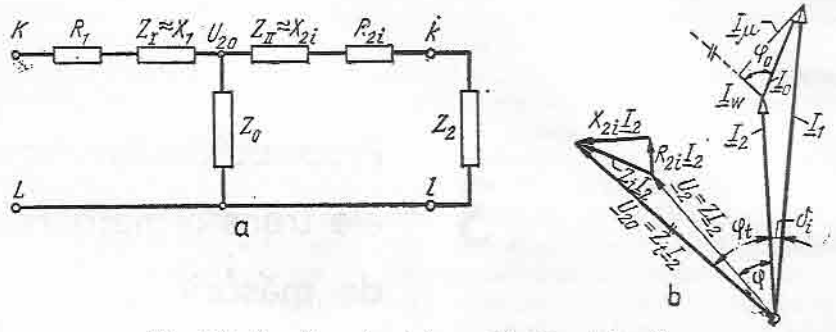


Fig. 3.2. Transformatorul de curent cu sarcina Z:
a — schema echivalentă (cuadripol T); b — diagrama fazorială simplificeată.

Factorul de putere secundar determinat de sarcină este $\cos\varphi$; unghiul φ care este același cu unghiul φ_2 din fig. 2.3 și 2.5 se determină cu relația

$$\cos\varphi = \frac{1}{\sqrt{X_2^2/R_2^2 + 1}}\ ;\ \operatorname{tg}\varphi = \frac{X_2}{R_2}\ . \tag{3.2}$$

La sarcină nulă ($Z_2 = 0$) bornele secundare k, l sînt scurtcircuitate (fig. 3.1, cursorul fiind în poziția a). O dată cu creșterea sarcinii, crește și tensiunea $U_2 = |Z_2| I_2$ și cu aceasta și tensiunea U_{20} și U_1 (cursorul este în poziția b sau c).

Puterea aparentă necesară sarcinii este

$$P = U_2 I_2 = |Z_2| I_2^2 \ [\text{VA};\ \text{V},\ \text{A}] \tag{3.3}$$

și se numește *puterea transformatorului de curent*. Dacă sarcina Z_2 și cu aceasta și tensiunea secundară U_2 cresc depășind limitele admise pentru o funcționare normală (de exemplu, deconectarea circuitului secundar), are loc o stare de avarie (v. § 12.13.1).

Dacă se notează cu I_{1n} și I_{2n} curentul nominal primar și curentul nominal secundar (în corelație cu acești curenți se aleg valorile și pentru ceilalți parametri de funcționare înscriși pe etichetă), atunci raportul nominal de transformare al transformatorului de curent este

$$k_n = I_{1n}/I_{2n}. \tag{3.4}$$

Eroarea de curent conform [N1] este definită de raportul

$$\Delta_i = \frac{I_2 k_n - I_1}{I_1} \cdot 100 \ [\%;\ \text{A}]. \tag{3.5}$$

În schema echivalentă (cuadripol T = fig. 3.2, *a*) se determină tensiunea în nodul cuadripolului U_{20} (adică tensiunea U_0 în schema echivalentă din fig. 2.4 și din diagrama fazorială a fig. 2.5, raportată la numărul de spire al înfășurării secundare N_2) prin mărimea curentului de magnetizare I_0 care trece prin impedanța de magnetizare Z_0. Mărimea acestei tensiuni este

$$\underline{U}_{20} = \underline{I}_2 (Z_2 + X_{2i} + R_{2i}) = \underline{I}_2 (Z_2 + Z_{2i}) = \underline{I}_2 Z_l \text{ [V; A, } \Omega\text{]}. \tag{3.6}$$

și depășește curentul $\underline{I}_2$ cu un unghi φ_l pentru care este valabilă relația

$$\operatorname{tg} \varphi_l = \frac{X_{2i} + X_2}{R_{2i} + R_2}, \tag{3.7}$$

$$\text{iar } X_{21} \approx |Z_{II}|, \tag{3.8}$$

întrucît impedanța Z_{II} are mai mult caracter de reactanță [ecuația (2.12) — (2.14)].

$$\text{Mărimea } |Z_{2i}| = \sqrt{X_{2i}^2 + R_{2i}^2} \text{ [}\Omega\text{]} \tag{3.9}$$

este sarcina interioară a transformatorului de curent [spre deosebire de sarcina (exterioară) Z_2], iar Z_l este sarcina totală. $P_{2i} = |Z_{2i}| I_2^2$ este puterea interioară și $P_l = |Z_l| I_2^2$ este puterea totală a transformatorului de curent. Căderea de tensiune datorită impedanței proprii este în avans față de curentul $\underline{I}_2$ cu un unghi φ_i, determinat din ecuația

$$\operatorname{tg} \varphi_i = \frac{X_{2i}}{R_{2i}}. \tag{3.10}$$

Între puterea exterioară, consum propriu și puterea totală există relația

$$\underline{P}_l = \underline{P}_2 + \underline{P}_{2i}, \tag{3.11}$$

asemănătoare cu relația dintre sarcini (fig. 3.11)

$$Z_l = Z_2 + Z_{2i}, \tag{3.12}$$

sau

$$|Z_l| = \sqrt{(R_2 + R_{2i})^2 + (X_2 + X_{2i})^2} \text{ [}\Omega\text{]}. \tag{3.13}$$

Diagrama fazorială simplificată este reprezentată în fig. 3.2, *b*.

3.2. Diagrama complexă a erorilor și formula de calcul a erorilor

La diagramele fazoriale reprezentate pînă aici (v. fig. 2.3, 2.5 și 3.2, *b*) s-a considerat că $N_1 = N_2$. Pentru că în realitate această condiție nu este niciodată satisfăcută, ar trebui ca totdeauna să se compare mărimile unei părți cu cele ale celei-

de-a doua (de exemplu primarul cu secundarul). Pentru a înlătura această greutate și pentru a nu include în calcul factorul de transformare $k_n = N_2/N_1$ în locul curenților se introduc tensiunile magnetomotoare

$$F_\nu = N_\nu I_\nu; F_0 = N_\nu \cdot I_{\nu 0} \ (\nu = 1,2) \ [\text{A}]. \tag{3.14}$$

Deoarece toate mărimile sînt raportate la acest circuit magnetic cu lungimea medie l_m, în locul lor se pot considera tensiunile magnetomotoare specifice

$$a_\nu = \frac{F_\nu}{l_m} = \frac{N_\nu I_\nu}{l_m}; \quad a_0 = \frac{F_0}{l_m} = \frac{N_\nu I_{\nu 0}}{l_m} \ (\nu = 1,2) \ [\text{A/m; A, m}], \tag{3.15}$$

ceea ce simplifică mult relațiile următoare. Ecuația (3.15) este valabilă pentru a_0 cînd se presupune că $S_c = S_j$ (care este îndeplinită la majoritatea transformatoarelor). Dacă aceasta nu are loc, atunci a_0 reprezintă suma fazorială (se constată comparînd fig. 2.3 cu fig. 2.5)

$$\underline{a}_0 = \underline{a}_{0j} \frac{l_j}{l_m} + \underline{a}_{0c} \frac{l_c}{l_m} = \frac{N_\nu (\underline{I}_{\nu 0j} + \underline{I}_{\nu 0c})}{l_m};$$

$$(\nu = 1,2) \ [\text{A/m, A, m}] \tag{3.15 a}$$

în care:

$a_{0j} = N_\nu I_{\nu 0j}/l_j$ și $a_{0c} = N_\nu I_{\nu 0c}/l_c$, iar ca schemă echivalentă este mai convenabil cuadripolul Π, în care tensiunea $\underline{U}_{20j} = \underline{I}_2 (Z_2 + R_{2i} + jX_\sigma)$ și $\underline{U}_{20c} = \underline{I}_2 (Z_2 + R_{2i})$.

Întrucît, conform ecuațiilor (2.7) și (2.8), curentul de magnetizare rezultă din componenta activă (care acoperă pierderile în fier) și componenta de magnetizare propriu-zisă, pentru fazorul tensiunii magnetomotoare specifice de magnetizare, a cărui mărime este determinată de fazorul de tensiune $\underline{U}_{20}$ în nodul cuadripolului T (fig. 3.2) și care este întîrziat față de el cu un unghi φ_0, în mod analog este valabilă relația

$$a_0 = \sqrt{a_\mu^2 + a_w^2}; \ \operatorname{tg} \varphi_0 = \frac{a_\mu}{a_w}, \tag{3.16}$$

Dacă în ecuația (3.15) se înlocuiește indicele 0 cu indicele μ, atunci din ea rezultă că valoarea componentei magnetizante a tensiunii magnetomotoare specifice de magnetizare este aceeași cu valoarea efectivă a intensității cîmpului magnetic în fier. În continuare, se poate scrie

$$a_\mu = H_{ef} = a_0 \sin \varphi_0; \ a_w = a_0 \cos \varphi_0, \tag{3.17}$$

în care a_w sînt tensiuni magnetomotoare specifice corespunzătoare pierderilor în fier. Diagrama fazorială modificată este reprezentată în fig. 3.3, *a*.

Presupunînd că raportul nominal de transformare al transformatorului de curent este egal cu raportul numărului de spire ($k_1 = k_n$ — transformatorul de curent este

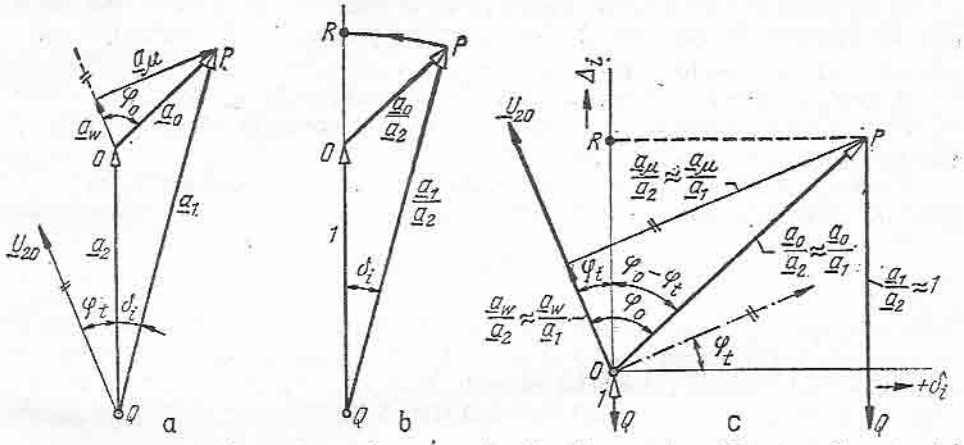


Fig. 3.3. Deducerea diagramei complexe a erorilor din diagrama fazorială a transformatorului de curent.

considerat fără corecție), pentru eroarea de curent (în valoare relativă) este valabilă relația

$$\Delta_i = \frac{I_2 N_2 - I_1 N_1}{I_1 N_1} = \frac{a_2 - a_1}{a_1}. \tag{3.18}$$

Dacă triunghiul tensiunilor magnetomotoare specifice din fig. 3.3, *a* se reprezintă ca în fig. 3.3, *b* și dacă a_2 se alege ca unitate pentru scară, atunci este valabilă relația

$$\underline{QO} = \frac{\underline{a_2}}{\underline{a_2}} = 1;\ \underline{QP} = \frac{\underline{a_1}}{\underline{a_2}} = \frac{\underline{a_2}}{\underline{a_2}} \cdot \frac{1}{1+\Delta_i};\ \underline{OP} = \frac{\underline{a_0}}{\underline{a_2}} = \frac{\underline{a_0}}{\underline{a_1}} \cdot \frac{1}{1+\Delta_i}. \tag{3.19}$$

Dacă vîrful fazorului $\underline{QP} = \underline{a_1}/\underline{a_2}$ descrie un arc de cerc cu centrul în Q pînă întîlnește prelungirea razei fazorului QO în R, atunci

$$\underline{OR} = \underline{QR} - \underline{QO} = \frac{1}{1+\Delta_i} - 1 = \frac{-\Delta_i}{1+\Delta_i}, \tag{3.20}$$

iar unghiul cuprins între fazorii $\underline{QO}$ și $\underline{QP}$ este, conform erorii de unghi de mai sus, δ_i.

Punctul 0 devine originea noului sistem de coordonate cu axa orizontală $+\delta_i$ și axa verticală $-\Delta_i$, dar la o scară mult mărită. Astfel, diagrama dedusă redă simultan atît eroarea de curent Δ_i, cît și eroarea de unghi δ_i și de aceea, se numește diagrama complexă a erorilor (fig. 3.3, *c*). Pentru a folosi diagrama complexă trebuie să fie valabile următoarele condiții:

1. Deoarece unghiul δ_i este mic, se poate presupune că fazorul $\underline{QP} = \underline{a_1}/\underline{a_2}$ este paralel cu fazorul $\underline{OQ} = 1$ și arcurile de cerc cu centrul în punctul $\overline{Q}$ se pot în-

locui cu segmente perpendiculare pe fazorul $\underline{QO}$. Un arc reprezentat în acest fel este și axa $+\delta_i$ a diagramei complexe; unghiul δ_i în grade geometrice se înlocuiește cu tangenta unghiului δ_i. Eroarea unghiului δ_i în direcția axei $+\delta_i$ este pozitivă, deoarece fazorul $\underline{a}_2$ depășește în avans fazorul $\underline{a}_1$.

2. În ecuația (3.20) se poate neglija Δ_i de la numitor față de cifra unu, deoarece în majoritatea cazurilor $|\Delta_1| \ll 1$, iar pe prelungirea fazorului $\underline{QO}$ (adică axa lui $-\Delta_i$) se înscrie direct eroarea negativă de curent $-\Delta_i$.

3. Dacă diagrama complexă se aplică în domeniul $-3\% \leqq \Delta_i \leqq 0$ și $0 \leqq \delta_i \leqq 180'$, valoarea absolută nu depășește imprecizia provocată de aproximările de mai sus, cu mai mult de 5% [3.1].

Dacă la numitorul ecuației (3.20) se neglijează Δ_i față de cifra unu, atunci fazorul $\underline{OP}$ reprezintă eroarea totală sau fazorială de curent.

$$\underline{\alpha}_i = \frac{\underline{a}_0}{\underline{a}_1} \cdot 100, \ [\%; \text{A/m}] \tag{3.21}$$

întîrziată față de fazorul de tensiune $\underline{U}_{20}$ cu unghiul φ_0. Este fazorul determinat de valoarea lui absolută după ecuația (3.21) și unghiul φ_0; în majoritatea cazurilor prin acestea se înțeleg numai valorile lor absolute. Dacă $S_c \neq S_j$, atunci, conform ecuației (3.15 a), α_i se determină ca sumă fazorială (fig. 3.4)

$$\underline{\alpha}_i = \underline{\alpha}_{ij} + \underline{\alpha}_{ic} = \frac{\underline{a}_{0j}}{\underline{a}_1} \cdot \frac{l_j}{l_m} + \frac{\underline{a}_{0c}}{\underline{a}_1} \cdot \frac{l_c}{l_m}. \tag{3.21 a}$$

Coordonatele punctului P determină valoarea erorii de curent Δ_i și a erorii de unghi δ_i corespunzătoare valorilor a_0 și a_1. Direcția fazorului $\underline{a}_\mu$ face unghiul φ_i cu axa $+\delta_i$. Fiecare punct al diagramei complexe reprezintă, deci simultan, mărimea erorii de curent și de unghi, atît funcție de sarcină cît și de curent, deoarece tensiunea $\underline{U}_{20}$ și prin aceasta și fazorul $\underline{a}_0$ depind atît de curent, cît și de sarcina totală. Dacă una dintre ele se consideră variabilă și alta constantă, atunci curba din diagrama complexă (izopleta) exprimă dependența dintre erori în funcție de această mărime variabilă, cînd a doua este un parametru dat (de exemplu, izopleta $Z_2 = \text{const}$ cînd I este variabil, sau invers). În paragrafele cap. 3 și 10 se arată cum se poate folosi această proprietate a diagramei complexe pentru rezolvarea diferitelor probleme. Pentru ca aceste proprietăți ale diagramei complexe a erorilor să rămînă valabile, trebuie ca scara ambelor axe să fie aceeași, adică unitatea de lungime corespunzătoare erorii de curent de 1% să fie egală cu unitatea de lungime pe axa lui $-\Delta_i$, care pe axa $+\delta_i$ corespunde erorii de unghi de 1 grad. Deoarece se obișnuiește să se exprime eroarea de unghi în minute [′] trebuie folosită transformarea

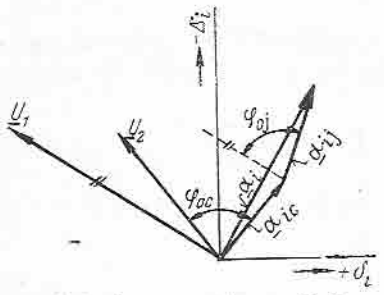


Fig. 3.4. Componentele erorii fazoriale a curentului (la aplicarea schemei echivalente — cuadripolul II).

$$1\% = 1 \text{ grad} = 34{,}40'. \tag{3.22}$$

Posibilitatea construirii diagramei complexe a erorilor a fost enunțată prima dată de Keinath [3.2]; lucrînd în acest domeniu, s-au făcut cunoscuți și Moellinger cu colaboratorul său Geweck [3.3], [3.4]. Deoarece lucrarea lor are o contribuție importantă la extinderea acestei diagrame, în special în literatura germană, diagrama complexă a erorilor mai este numită și diagrama lui Moellinger sau Moellinger-Geweck [K2].

Din diagrama complexă reprezentată în fig. 3.3, *c*, rezultă direct ecuațiile pentru calculul erorilor, și anume (α_i în %):

$$\Delta_i = -\alpha_i \cos(\varphi_0 - \varphi_t) = -\frac{a_0}{a_1} \cos(\varphi_0 - \varphi_t) \cdot 100 \ [\%;\ \mathrm{A/m}]; \tag{3.23}$$

$$\delta_i = 34{,}40\ \alpha_i \sin(\varphi_0 - \varphi_t)\ 3440 \frac{a_0}{c_1} \sin(\varphi_0 - \varphi_t)\ [';\ \mathrm{A/m}]. \tag{3.24}$$

În teoria transformatoarelor de măsură se definește permeabilitatea statică totală eficace ca fiind raportul dintre valorile maxime ale inducției magnetice B_{max} și valorile eficace ale tensiunii magnetomotoare de magnetizare a_0

$$\mu_t = \frac{B_{max}}{a_0}\ [\mathrm{H/m;\ T,\ A/m}]. \tag{3.25}$$

Dacă acest raport îl introducem în ecuația (3.21), rezultă pentru eroarea fazorială de curent

$$\alpha_i = \frac{B_{max}}{a_1} \cdot \frac{1}{\mu_t} \cdot 100\ [\%;\ \mathrm{T,\ A/m,\ H/m}], \tag{3.26}$$

iar după înlocuirea lui B_{max} din ecuația

$$U_{20} = 4{,}44\ f\ B_{max}\ N_2 S_c\ [\mathrm{V;\ Hz,\ T,\ m^2}] \tag{3.27}$$

și cu ajutorul ecuațiilor (3.6) și (3.15) se obține după modificare că

$$\alpha_i = \frac{C\,|Z_t|}{\mu_t}(100+\Delta_i) \approx \frac{C\,|Z_t|}{\mu_t} \cdot 100\ [\%;\ \mathrm{s/m,\ \Omega,\ H/m}], \tag{3.28}$$

unde

$$C = \frac{l_m}{4{,}44 f N_2 S_c}\ [\mathrm{s/m;\ m,\ Hz,\ m^2}] \tag{3.29}$$

este *constanta caracteristică a transformatorului de curent*. Ecuațiile (3.23) și (3.24) se pot scrie și astfel

$$\Delta_i = -\frac{C\,|Z_t|}{\mu_t} \cos(\varphi_0 - \varphi_t) \cdot 100\ [\%;\ \mathrm{s/m,\ \Omega,\ H/m}], \tag{3.30}$$

$$\delta_i = 3440 \frac{C\,|Z_t|}{\mu_t} \sin(\varphi_0 - \varphi_t)\ [';\ \mathrm{s/m,\ \Omega,\ H/m}]. \tag{3.31}$$

3.3. Coerența diagramei complexe de erori cu curba complexă de magnetizare

Analog cu ecuația (3.25), se pot introduce rapoartele:

$$\mu_\mu = \frac{B_{max}}{a_\mu}\ ;\ \mu_w = \frac{B_{max}}{a_w},\ [\mathrm{H/m;\ T,\ A/m}], \tag{3.32}$$

unde μ_μ este permeabilitatea magnetică efectivă (numeric fiind multiplu de $\sqrt{2}$ al permeabilității statice alternative $\mu = B/H$ dată în tabelele proprietăților materialelor magnetice) ($\mu_\mu = \mu\mu_0\sqrt{2}$), iar μ_w reprezintă permeabilitatea efectivă corespunzătoare pierderilor active. Pentru μ_t, μ_μ și μ_w există ecuațiile de legătură

$$\left(\frac{1}{\mu_t}\right)^2 = \left(\frac{1}{\mu_\mu}\right)^2 + \left(\frac{1}{\mu_w}\right)^2, \tag{3.33}$$

$$\mu_\mu = \frac{\mu_t}{\sin\varphi_0}\ ;\quad \mu_w \frac{\mu_t}{\cos\varphi_0}\ ;\quad \operatorname{tg}\varphi_0 = \frac{\mu_w}{\mu_\mu}\,. \tag{3.34}$$

În timp ce μ_μ reprezintă dependența dintre intensitatea cîmpului magnetic și inducția magnetică și este, deci, exprimarea cantitativă a raportului fizic a două mărimi, μ_w este numai o analogie matematică, care permite să se transpună influența pierderilor în fier asupra funcționării transformatorului de curent, folosind mijloacele de exprimare din domeniul mărimilor magnetice; deși are aceeași dimensiune H/m nu are nici o însemnătate fizică.

Înlocuind expresiile elementare în ecuația (3.32) rezultă pentru mărimea ambelor permeabilități

$$\mu_\mu = \frac{4{,}44\, f B_{max}^2}{\gamma_{Fe}\, p_\mu}\ ;\quad \mu_w = \frac{4{,}44\, f B_{max}^2}{\gamma_{Fe}\, p_w}\ \text{[H/m; Hz, T, kg/m}^3\text{, VA/kg, W/kg]}, \tag{3.35}$$

unde p_μ este puterea magnetică specifică absorbită, în VA/kg, iar p_w sînt pierderile specifice în fier, în W/kg.

Pentru 50 Hz și tablă de transformator ($\gamma_{Fe} = 7650$ kg/m^3) aceste relații se simplifică ajungînd la forma

$$\mu_\mu = \frac{0{,}0291\, B_{max}^2}{p_\mu}\ ;\quad \mu_w = \frac{0{,}0291\, B_{max}^2}{p_w}\ \text{[H/m; VA/kg, W/kg]}. \tag{3.35 a}$$

În coordonatele $(1/\mu_\mu; 1/\mu_w)$, vîrful razei fazoriale $1/\mu_t$ descrie o curbă parametrică al cărei parametru este B_{max}, sau toate cele trei mărimi dependente de ea.

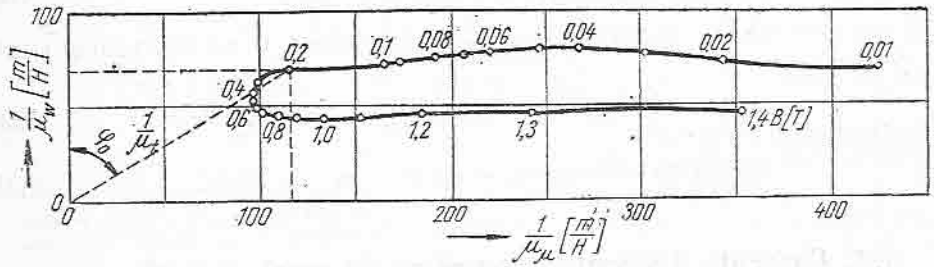


Fig. 3.5. Curba complexă de magnetizare pentru tabla de transformator Et 1,2.

Aceeași curbură, dar în coordonate $[a_\mu; a_w]$ la altă scară, descrie vîrful razei fazoriale $\underline{a}_0$ după cum reiese din compararea ecuațiilor (3.33) și (3.32) cu ecuația (3.16). Diagrama astfel construită se numește curba complexă de magnetizare (fig. 3.5) și, de aceea, pentru fiecare material fieros se poate deduce $p_w\,(B_{max})$ și $p_\mu\,(B_{max})$ din curbele

date, sau a_μ (B_{max}), folosind ecuațiile date mai sus. Dacă p_w este proporțional cu B^2_{max}, atunci $\mu_w = \text{const}$ și partea respectivă a curbei complexe de magnetizare este paralelă cu axa $1/\mu_\mu$. În partea în care factorul de ridicare la putere este mai mare decît 2, curba se îndepărtează de la această axă, iar pentru un factor de ridicare la putere mai mic decît 2 ea se apropie de axă. Întoarcerea curbei se face la valoarea maximă a lui B, la care permeabilitățile μ_t și μ_μ sînt maxime.

Conform ecuațiilor (3.6), (3.27) și (3.29) se poate scrie

$$B_{max} = C|Z_t|\, a_2 \quad [\text{T, s/m, } \Omega, \text{ A/m}] \tag{3.36}$$

și apoi (Δ_i în valoarea relativă)

$$\frac{a_0}{a_1} = \frac{C|Z_t|}{\mu_t}(1+\Delta_i);\quad \frac{a_\mu}{a_1} = \frac{C|Z_t|}{\mu_\mu}(1+\Delta_i);$$

$$\frac{a_w}{a_1} = \frac{C|Z_t|}{\mu_w}(1+\Delta_i), \tag{3.37}$$

în care $(1+\Delta_i) \approx 1$. Din compararea fig. 3.3 cu fig. 3.5, 3.6 și 3.7 și a ecuației (3.37) cu ecuațiile (3.16), (3.28) și (3.33) rezultă clar că, isopleta $Z_2 = \text{const}$ din

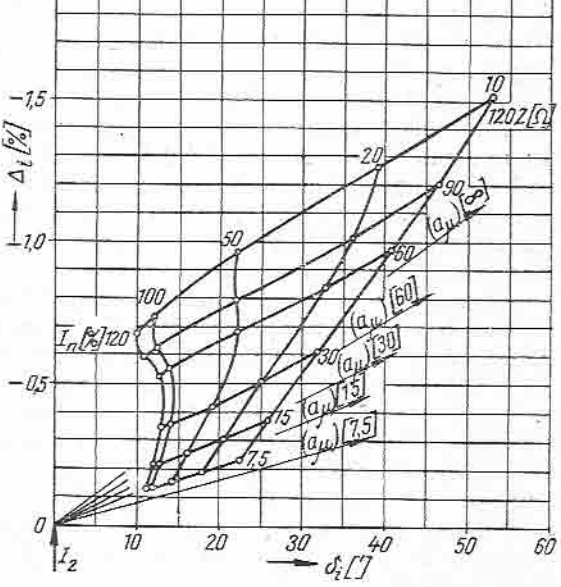


Fig. 3.6. Diagrama complexă a erorilor transformatorului de curent, construită pentru $I_1 = (0{,}1 \ldots 1{,}2)\, I_{1n}$, $I_{2n} = 1$ A și $|Z_2| = 7{,}5; 15; 30; 60; 90; 120\ \Omega$. Săgețile notate cu $(a\mu)$ [7,5] etc. reprezintă direcția fazorului $\underline{a}_\mu$ pentru o anumită sarcină. În diagramă se vede bine paralelismul aproximativ al izopletei $Z_2 = \text{const}$ cu direcția respectivă a fazorului $\underline{a}_\mu$. Unghiul φ_t se schimbă cu schimbarea sarcinii (a se compara cu fig. 3.11).

diagrama complexă a erorilor este funcție de aceleași mărimi ca și curba complexă de magnetizare și, de aceea, se poate considera ca o parte din curba complexă de magnetizare, determinată de valorile lui I în loc de ale lui B_{max} [la $Z = \text{const}$, B_{max} depinde numai de I, conform ecuației (3.6) și (3.27)]. Față de sistemul de coordonate

al curbei complexe de magnetizare, sistemul de coordonate al diagramei complexa erorilor este rotit cu unghiul φ_t în sensul acelor de ceas. Produsul $C|Z_t|$ arată legătura dintre scările ambelor diagrame și este valabil pentru o anumită mărime a sare cinii totale; dacă se schimbă sarcina totală se schimbă și produsul $C|Z_t|$, și cu acesta, și legătura dintre ambele scări (v. fig. 3.7). Cît timp p_w este proporțional cu B^2_{max}, izopleta $Z_2 = \text{const}$ este aproximativ paralelă cu direcția fazorului $\underline{a}_\mu$, sau formează unghiul φ_t cu direcția axei $+\delta_i$ și se poate aproxima cu segmentul din această direcție, ceea ce este avantajos de folosit la rezolvarea unor probleme (v. § 10.6). La $I = \text{const}$ și o sarcină variabilă, se schimbă legătura dintre ambele scări CZ_t, iar izopleta $I = \text{const}$ formează cu izopleta $Z_2 = \text{const}$ un unghi comun (fig. 3.6). Coerența dintre diagrama complexă a erorilor și curba complexă de magnetizare a fost enunțată pentru prima dată de Kafka [3.5].

3.4. Erorile în funcție de curent, sarcină, factor de putere secundar, frecvență și tensiunea magnetomotoare primară

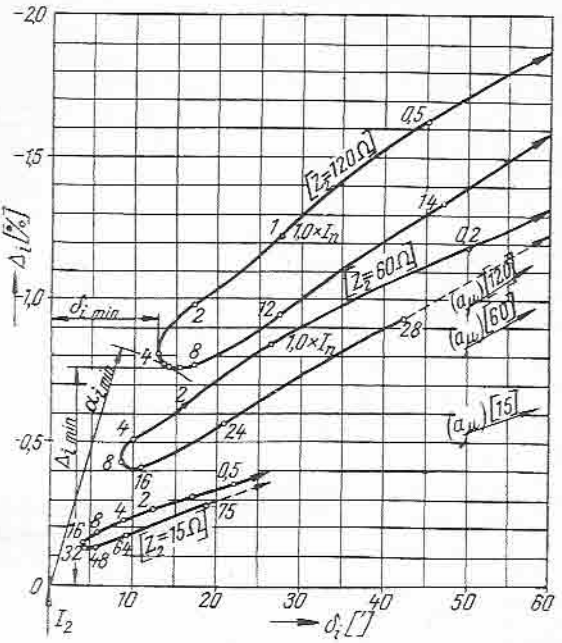
În subcapitolul anterior s-a arătat că, la schimbarea mărimii curentului primar și la sarcina constantă, vîrful fazorului $\underline{\alpha}_i$ se deplasează în diagrama complexă a erorilor pe curba care este la aceeași scară cu a curbei complexe de magnetizare, al cărei sistem de coordonate este rotit în sens contrar acelor de ceas, cu unghiul φ_t. În zona curenților mici, ambele erori se micșorează ($-\Delta_1$ și δ_i) în valoare absolută, minimul fiind în locul în care curba complexă de magnetizare se întoarce, adică în apropierea punctului unde μ_t este maxim (aici α_i este minim, dar minimul lui $|-\Delta_i|$ și al lui δ_i nu sînt tot una cu aceasta și, în general, nu au loc simultan). Prin mărirea în continuare a curentului, ambele erori cresc în valoare absolută (fig. 3.7). Dacă se reprezintă separat relația $\Delta_i = f(I_1)$ și $\delta_i = f(I_1)$, din diagrama complexă a erorilor, pe grafice separate, se obțin curbele a căror formă este arătată în fig. 3.8 și 3.9.

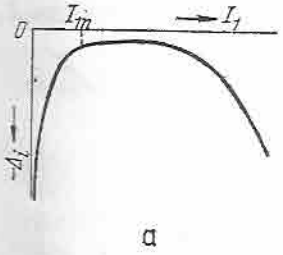
Asemănător, se poate urmări în diagrama complexă a erorilor și dependența erorilor de sarcină (totală și exterioară). Deoarece, în acest caz se modifică relația dintre scările ambelor diagrame, această dependență nu este atît de evidentă (fig. 3.6 și 3.9). În general, se poate spune că ambele erori cresc în valoare absolută, însă nu liniar, deoarece relația $a_0 = f(B_{n\,ax})$ nu este liniară (fig. 3.9). La curent primar nominal și la o sarcină crescătoare, eroarea de curent ajunge pînă la $\Delta_i = -10\%$ la sarcină nominală, iar produsul dintre ea și pătratul curentului secundar nominal reprezintă sarcina nominală. Această noțiune are o strînsă legătură cu precizia din zona de supracurent (subcap. 3.5) și are o mare însemnătate pentru alimentarea bobinelor de comandă ale întreruptoarelor de către transformatoarele de curent (subcap. 12.7).

Dacă se schimbă simultan curentul de la valoarea I_p și I_q și sarcina totală de la $|Z_{tp}|$ la $|Z_{tq}|$ în așa fel, ca

$$x = \frac{I_p}{I_q} = \frac{|Z_{tQ}|}{|Z_{tq}|}, \tag{3.38}$$

Fig. 3.7. Erorile transformatorului de curent în funcție de curent (pînă la zona de supracurent), avînd ca parametru sarcina, în diagrama complexă a erorilor.





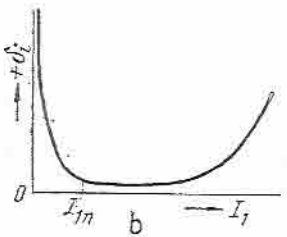
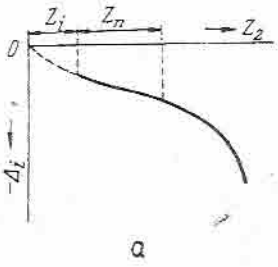


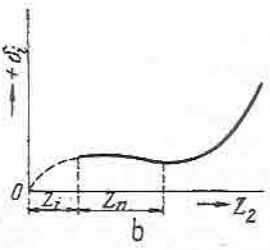
Fig. 3.8. Variația erorilor la transformatorul de curent, în funcție de curentul primar la sarcină constantă:

a — eroarea de curent;
b — eroarea de unghi.

Fig. 3.9. Variația erorilor la transformatorul de curent în funcție de sarcina exterioară (la $\varphi = \varphi_i = \varphi_t$):

a — eroarea de curent;
b — eroarea de unghi.





atunci tensiunea U_{20} și tensiunea magnetomotoare specifică de magnetizare a_0 vor fi în ambele cazuri aceleași. Deoarece $I_q = I_p/x$ și $a_q = a_p/x$, atunci $\alpha_{iq} = x\alpha_{ip}$ [v. ecuația (3.21)] și de asemenea, $\Delta_{iq} = x \cdot \Delta_{ip}$; $\delta_{iq} = x \cdot \delta_{ip}$, sau, de cîte ori scade curentul și, simultan, crește sarcina totală, de atîtea ori crește în valoare absolută atît eroarea de curent, cît și eroarea de unghi. Această relație se poate folosi cu bune rezultate la recalcularea erorilor măsurate sau calculate pentru diverse valori ale lui I și Z_t.

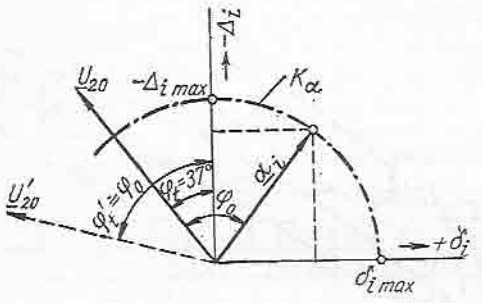


Fig. 3.10. Erorile de curent și erorile de unghi ale transformatorului de curent în funcție de unghiul φ_t (deci, și de φ).

Erorile, ca funcție de factorul de putere secundar, adică de unghiurile φ și φ_t, sînt reprezentate în fig. 3.10. La $I_1 = \text{const}$ și $Z_t = \text{const}$ vîrful vectorului α_i descrie un cerc K_α cu centrul în originea diagramei complexe. La creșterea lui φ (deci și a lui φ_t) se mărește $-\Delta_i$ și scade $+\delta_i$: la scăderea lui φ aceleași mărimi variază în sens invers. Dacă $\varphi_0 - \varphi_t = 0$, în acest caz $-\Delta_i$ are valoarea maximă și $\delta_i = 0$. Cazul invers, cînd $-\Delta_i = 0$ și δ_i are valoare maximă, adică $\varphi_0 - \varphi_t = \pi/2$, se poate obține numai cu ajutorul unei scheme speciale pentru compensarea unghiului, sau prin premagnetizare.

Trebuie subliniat că, dacă $\varphi \neq \varphi_t \neq \varphi_i$ (în practică este caz foarte frecvent), unghiul φ_t se schimbă la orice variație a sarcinii (externe) Z_2 (fig. 3.11), cu toate că φ_i și φ nu se schimbă. Dacă $\varphi_i < \varphi$, va crește φ_t de la valoarea $\varphi_t = \varphi_i$ (pentru Z_2

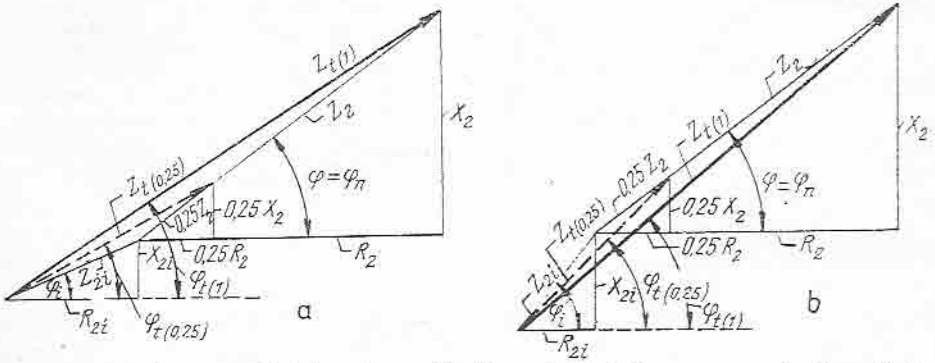


Fig. 3.11. Dependența unghiului φ_t de unghiurile φ și φ_i, cînd $\varphi_t = \varphi_i$ pentru $Z_2 = 0$ și φ_t tinde spre φ pentru Z_2 tinzînd spre infinit:
a — cazul $\varphi_i < \varphi_t < \varphi$; b — cazul $\varphi < \varphi_t < \varphi_i$.

$= 0$, $Z_t = Z_{2i}$) la valoarea $\varphi_t = \varphi$ (pentru Z_2 tinzînd la infinit) (fig. 3.11, a); la $\varphi_i > \varphi$, unghiul φ_t se micșorează de la valoarea $\varphi_t = \varphi_i$ (pentru $Z_2 = 0$; $Z_t = Z_{2i}$) la valoarea $\varphi_t = \varphi$ (pentru Z_2 tinzînd spre infinit) (fig. 3.11, b). De aceasta trebuie

să se țină seama la diferitele construcții grafice pentru diagrama complexă a erorilor (fig. 3.6 și 3.7 și cap. 10) [3.1].

La variația frecvenței, celelalte mărimi rămînînd constante, inducția variază invers proporțional cu frecvența. Conform relației $a_0 = f(B_{max})$, eroarea fazorială $\underline{\alpha}_i$ și ambele erori $-\Delta_i$ și δ_i variază, de asemenea, neliniar; la creșterea frecvenței, ele se micșorează, iar la scăderea ei, ele cresc. Avînd în vedere această neliniaritate nu se pot stabili relații precise; în urma experimentărilor, însă s-a întocmit tabelul 3.1. Dacă nu există alte relații mai precise, într-o primă aproximare și într-un do-

Tabelul 3.1

Sarcina admisibilă a transformatorului de curent, pentru a păstra aceeași precizie (aceleași erori), în funcție de frecvență

f, Hz	$16^2/_3$	25	40	50	60	100	500	1000	5000	10 000
P, %	20	40	80	100	120	200	1000	2000	3500	4000

Notă: Valorile (aproximative) sînt luate din literatură și după documentația de fabrică.

meniu mic de frecvențe, se poate considera chiar o dependență liniară. Considerînd o sarcină constantă, la variația frecvenței, înseamnă că reactanța sarcinii rămîne constantă și, deci, inductanța se schimbă invers proporțional cu frecvența. Aceasta are loc dacă transformatorul de curent construit pentru o rețea cu o anumită frecvență este pus să funcționeze într-o rețea cu o altă frecvență. Dacă frecvența rețelei variază, ipoteza de mai sus nu mai este satisfăcută, deoarece inductanța sarcinii rămîne constantă, iar reactanța înfășurării este direct proporțională cu frecvența. Prin aceasta, relațiile se complică mai mult (se schimbă și factorul de putere secundar) și este necesar să se studieze de la caz la caz problema, pe baza relațiilor fundamentale pentru circuitele electrice.

După cum rezultă din diagrama complexă și din formulele de calcul ale erorilor [v. §. 3.2. formula (3.15) și următoarele], erorile transformatorului de curent sînt dependente și de tensiunea magnetomotoare primară. La o valoare nominală mai mare a tensiunii magnetomotoare primară $F_n = N_1 I_{1n}$, erorile sînt mai mici, și invers (fig. 3.12). Tensiunea magnetomotoare primară a transformatorului de curent cu o singură spiră (cu bare) ($N_1 = 1$) este egală cu curentul înfășurării primare; la transformatorul de curent cu multe spire, valoarea nominală a tensiunii magnetomotoare

este stabilită de constructor, care ține seama de condițiile de funcționare și de stabilitatea la scurtcircuit (v. cap. 5 și 10). Întrucît la tensiune constantă B_{max} este proporțional cu $1/N$, iar a este proporțional cu F și cu N, eroarea depinde practic de tensiunea magnetomotoare primară (în ipoteza că μ = const). Dacă la transformatorul de curent cu secundar comutabil se schimbă, de exemplu, tensiunea magnetomotoare primară în raportul 1 : 2, menținîndu-se aceleași condiții, aproximativ aceleași erori, sarcina se schimbă în raportul 1 : 4 (fig. 3.13).

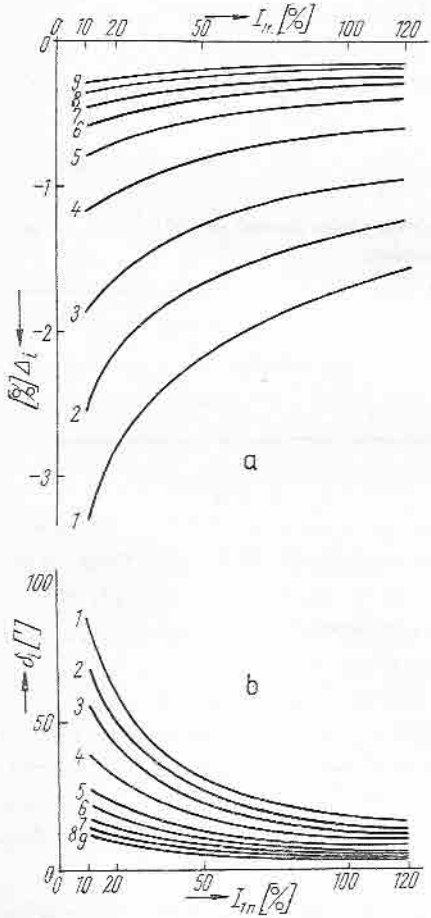


Fig. 3.12. Erorile transformatorului de curent (cu miez toroidal din Sonaperm), în funcție de valoarea nominală a tensiunii magnetomotoare primare cînd P_n = = 15VA = const, cos φ = 0,8:

a — eroarea de curent; *b* — eroarea de unghi; *1* — 200 A; *2* — 250 A; *3* — 300 A; *4* — 400 A; *5* — 500 A; *6* — 600 A; *7* — 700 A; *8* — 800 A; *9* — 900 A.

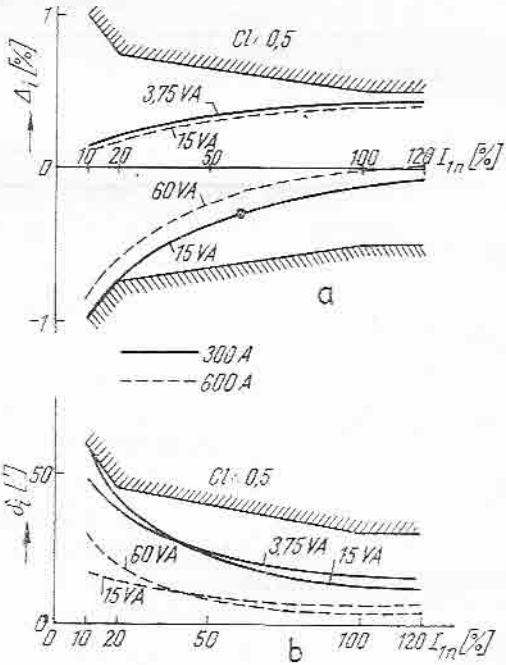


Fig. 3.13. Erorile transformatorului de curent (cu miez toroidal din Sonaperm) la valoarea nominală a tensiunii megnetomotoare de 300 A și 600 A.

3.5. Precizia în funcționare normală și în regim de supracurent

Transformatorul de curent poate avea două regimuri de funcționare, și anume, regimul normal de funcționare în rețea și regimul de supracurent, cînd funcționează la suprasarcină sau cînd rețeaua este în regim de avarie (scurtcircuit). Limita dintre aceste două regimuri este determinată de valoarea curentului și durata de încălzire, adică de cel mai mare curent de durată care poate trece prin înfășurarea primară, fără să fie depășite temperaturile admise pentru orice parte a transformatorului (3.37].

Conform STAS 4324-62 [N1], subcap. 2.3, limita inferioară a zonei de supracurent se consideră 120% față de curentul nominal primar; din punctul de vedere al funcționării este mai reală clasificarea anterioară. Diferența dintre ambele limite nu este atît de mare și nici atît de esențială.

Precizia transformatorului de curent în funcționarea normală este determinată de clasa lui de precizie (cl), iar în regim de supracurent — de caracteristica de supracurent sau de coeficientul de saturație. Transformatoarele de curent pentru aparatele de măsurat au regimul normal de funcționare în limitele de măsurare, adică în limitele valorilor curentului primar între care sînt stabilite erorile tolerate pentru scopurile măsurării.

Clasa de precizie pentru grupa de transformatoare este indicată prin acea cifră (notarea clasei) care corespunde erorilor maxime tolerate în condițiile stabilite. În practica curentă, adoptată în Europa, se determină separat clasa de precizie pentru eroarea de curent tolerată și separat pentru eroarea de unghi tolerată, ambele în funcție de curentul primar și de sarcină. Normele suedeze [3.6] și cele americane [3.7] stabilesc clasa de precizie, considerînd ambele erori tolerate ca fiind legate reciproc în funcție de curentul primar și de sarcină. Conform STAS 4324-62), clasa de precizie a transformatoarelor de curent este indicată în concordanță cu eroarea de curent maximă tolerată $\pm \Delta_i$ la curentul nominal. Există patru clase de precizie, și anume cl = 0,2; 0,5; 1; 3 (tabelul 3.2 și fig. 3.14). Pentru transformatoarele de curent de laborator este necesară uneori clasa de precizie 0,1; pentru acestea erorile tolerate sînt determinate de condițiile tehnice sau se referă la recomandările CEI [3.8].

Pentru clasele de precizie de 0,2; 0,5; și 1, în domeniul de sarcină de la 25% pînă la 100% din sarcina nominală, la frecvența nominală și curentul primar practic sinusoidal și avînd valoarea cuprinsă între limitele de la 10% pînă la 120% din curentul primar nominal, STAS 4324-62 admite erorile de curent și de unghi exprimate grafic prin suprafața limitată de segmentele cu punctele maximale date în tabelul 3.2 și în fig. 3.14. Dacă 25% din sarcina nominală reprezintă mai mult decît 15 VA, erorile în limitele tolerate trebuie să fie ca pentru puterea de 15 VA. Factorul nominal de sarcină este $\cos \varphi = 0{,}8$ ($\varphi \approx 37°$). La sarcini mai mici decît 0,15 Ω (adică puterea de 3,75 VA), factorul nominal de sarcină este $\cos \varphi = 1$ (adică sarcina este pur ohmică). La clasa de precizie 3, admisă în principal la transformatoarele

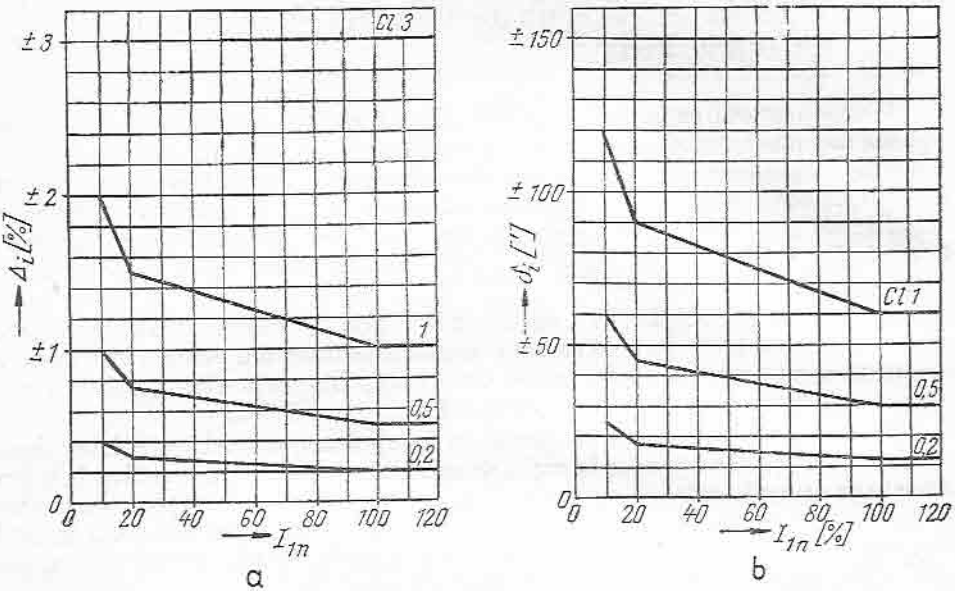


Fig. 3. 14. Erorile tolerate ale transformatorului de curent, conform STAS 4324-62:
a — eroarea de curent tolerată; *b* — eroarea de unghi.

Tabelul 3.2

Erorile admisibile ale transformatorului de curent în domeniul de măsură, conform STAS 4324-62, cap. 2.6

Clasa de precizie	Curentul primar, în % din curentul nominal	Erori tolerate		Limitele sarcinii secundare $\|Z_2\|$, în % față de cea nominală, la cos φ = 0,8*)
		de curent %	de unghi, minute sexagesimale	
0,2	120...100	± 0,2	± 10	25...100
	20	± 0,35	± 15	
	10	± 0,5	± 20	
0,5	120...100	± 0,5	± 30	
	20	± 0,75	± 40	
	10	± 1,00	± 60	
1	120...100	± 1,00	± 60	
	20	± 1,50	± 80	
	10	± 2,00	± 120	
3	100...50	± 3	—	50...100

Observații. 1. Pentru I_{2n} = 5 A, $|Z_2|$ minim va fi 0,15 Ω (puterea 3,75 VA).
2. Pentru I_{2n} = 1 A, $|Z_2|$ minim va fi 1 Ω (puterea 1 VA).
3. Curbele erorilor de curent și de unghi corespunzătoare celor două sarcini secundare limită nu trebuie să iasă din zona cuprinsă între liniile frînte care unesc punctele de erori pozitive, respectiv negative, indicate în tabelul de mai sus.

pentru protecție, sînt stabilite numai erorile de curent admise pentru puteri de la 50 la 100% din sarcina nominală și în limitele 50 la 100% din curentul primar nominal. În cazuri speciale (de exemplu la transformatoarele de curent tip bară pentru valori mici ale curentului primar nominal) se consideră că, transformatorul de curent corespunde în ce privește clasa de precizie, dacă la modificarea sarcinii în limitele prescrise valorile admise ale erorilor se pot menține în limitele de măsură, numai prin reglarea simultană a accesoriilor de măsură; reglajul corespunzător al accesoriilor de măsură trebuie să fie clar menționat pe ele și trebuie să conțină întregul domeniu al sarcinii.

În reprezentarea grafică, suprafața limitată de segmentele ale căror puncte maximale sînt valorile erorilor tolerate după tabelul 3.2 se numește *limita erorilor tolerate* (fig. 3.15); suprafața limitată de valorile nominale ale erorilor reale (avînd ca parametru sarcina maximă și minimă) este *limita erorilor reale* (limitele de curbe în fig. 3.15).

Clasa de precizie este satisfăcătoare, dacă întreaga limită a erorilor reale este cuprinsă în interiorul limitei erorilor tolerate. Valoarea absolută a diferenței maxime și minime a erorii în zona cîtorva mărimi variabile, celelalte mărimi fiind constante, se numește *ecartul erorii* pentru parametrul respectiv; de exemplu: ecartul erorii de curent pentru sarcina nominală $(\Delta\ \Delta_i)_{I\cdot 100}$, sau al erorii de unghi pentru sarcina nominală $(\Delta\ \delta_i)_{I\cdot 100}$, sau al erorii de curent pentru o sarcină dată (egal cu 50% I_{1n}) $(\Delta\ \Delta_i)_{50}\cdot z_2$ sau asemănător, ecartul erorii de unghi pentru o sarcină dată $(\Delta\delta_i)_{50}\cdot z_2$ etc.

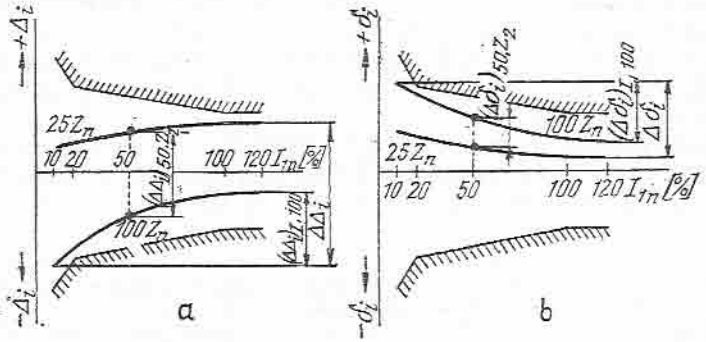


Fig. 3.15. Limita erorilor tolerate (pînă la segmentul frînt) și a erorilor reale (cuprinsă între curbe) ale transformatorului de curent, cu indicarea zonelor erorii reale de curent și a erorii de unghi, în funcție de sarcină, la 50% I_{1n} $[(\Delta\Delta_i)_{50}\cdot z_2$ $(\Delta\ \delta_i)_{50}\cdot z_2]$ și în funcție de curent la sarcina nominală $[(\Delta\Delta_i)\ _{I\cdot 100}$, $(\Delta\delta_i)_{I\cdot 100}]$ și zonele erorilor totale $\Delta\Delta_i$, $\Delta\delta_i$ (fig. 3.15, *a* este executată după corecția pentru înfășurare):
a — eroarea de curent; *b* — eroarea de unghi.

Ecartul total al erorii $\Delta\Delta_i$, $\Delta\delta_i$ este valoarea absolută a diferenței maxime și minime dintre valorile erorilor în zona de erori considerată (limitele erorilor tolerate sau reale) (fig. 3.15). Ecartul raportat la limita erorilor tolerate este ecartul tolerat, ecartul raportat la limita erorilor reale este ecartul real. Dacă nu se ține seama de expresia $(1 + \Delta_i) \approx 1$ în ecuația (3.37), atunci ecartul erorii pentru curent este determinat numai de variația mărimii lui μ_t în zona considerată, pe cînd raportul B_{max}/a este constant.

Pentru reprezentarea completă a limitelor erorilor tolerate și reale ale transformatorului de curent în diagrama complexă este necesară reprezentarea în spațiu (fig. 3.16, *a*), întrucît marginile limitelor erorilor admise sînt dependente de curent, care în diagrama complexă nu este variabil, ci reprezintă un al doilea parametru, primul fiind sarcina. În sistemul spațial de coordonate Δ_i, δ_i, I, limita erorilor tolerate este volumul determinat de pereții ale căror linii de intersecție cu planurile (Δ_i, I) și (δ_i, I) sînt marginile limitelor erorilor tolerate în diagrama bidimensională $\Delta_i = f(I)$ și $\delta_i = f(I)$. Limita erorilor reale în reprezentarea tridimensională este delimitată de suprafața care reprezintă funcția $F(\Delta_i, \delta_i, I) = 0$, avînd ca parametru sarcina, ale cărei proiecții pe aceste planuri sînt limitele erorilor reale din diagramele bidimensionale, menționate mai sus. Fiecare plan I = const străbate perpendicular limita spațială a erorilor tolerate și după curba (izopleta) I = const limita spațială a erorilor reale. Pentru a fi satisfăcută condiția referitoare la clasa de precizie, trebuie ca întreaga limită spațială a erorilor reale să se afle în interiorul volumului care reprezintă limita spațială a erorilor tolerate [3.36].

În practică, reprezentarea tridimensională nu este comodă și de aceea este folosită reprezentarea bidimensională, care rezultă prin proiectarea figurilor spațiale amintite, pe planul diagramei complexe (Δ_i, δ_i). Pentru anumiți I = const, limita erorilor tolerate se proiectează ca un sistem de dreptunghiuri (în fig. 3.16, *a* s-a reprezentat pentru 10, 20, 100 pînă la 120% I_n), iar limita erorilor reale este reprezentată de sistemul izopletelor I = const, care, toate trebuie să se găsească în interiorul dreptunghiului respectiv. Practic însă în locul lor se desenează izopletele Z = const (fig. 3.16, b), indicate cu valorile parametrului I; pentru aceasta se pune condiția ca punctele notate cu o anumită valoare a lui I să se găsească în interiorul dreptunghiului respectiv I = const.

Recomandarea internațională CEI [3.8] stabilește șase clase de precizie (cl 0,1; 0,2; 0,5; 1; 3; 5) pentru care sînt valabile, menținîndu-se aceleași condiții ca la STAS 4324—62, erorile maxime tolerate date în tabelul 3.3.

Tabelul 3.3

Erorile admisibile pentru transformatoarele de curent în domeniul de măsurare conform recomandării CEI [3.6]

Clasa de precizie	$\pm \Delta_i$, % la curent primar egal cu				$\pm \delta_i$, ' la curent primar egal cu			
	10% I_{1n}	20% I_{1n}	100% I_{1n}	120% I_{1n}	10% I_{1n}	20% I_{1n}	100% I_{1n}	120% I_{1n}
0,1	0,25	0,2	0,1	0,1	10	8	5	5
0,2	0,5	0,35	0,2	0,2	20	15	10	10
0,5	1	0,75	0,5	0,5	60	45	30	30
1	2	1,5	1	1	120	90	60	60
	50% I_{1n}		100% I_{1n}					
3	3		3		Nu este determinat			
5	5		5					

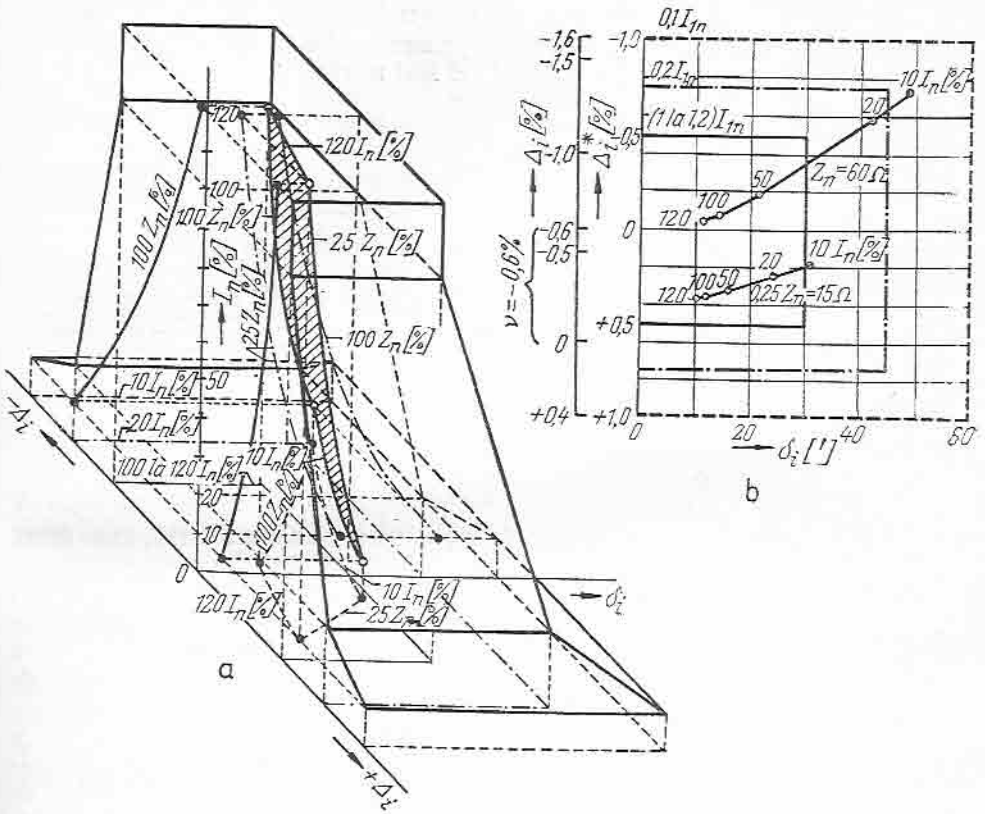


Fig. 3.16. Limita erorilor admise și reale ale transformatorului de curent în diagrama complexă:

a — în reprezentarea tridimensională (după corecția de înfășurare), limita spațială a erorilor reale este haşurată; proiecțiile marginilor limitei erorilor reale pe planul (Δ_i, I) sînt trasate cu linie plină, pe planul (δ_i, I) — cu linie punctată, pe planul (Δi, δi) — cu linie întreruptă; *b* — reprezentarea bidimensională în planul diagramei complexe cu izopletele Z = const desenate (cl 0,5 conf. ČSN 35 1360) $Zn = 60\ \Omega$, $I_{2n} = 1$ A, corecția înfășurării $\nu = -0{,}6\%$ (ambele scări ale erorilor de curent sînt notate cu Δ_i înainte de corecție și cu Δ_i^* după corecție. În ambele reprezentări, este desenată numai partea dreaptă, adică $\delta_i < 0$.

Caracteristica de supracurent reprezintă relația dintre curentul secundar și curentul primar în regim de supracurent. Deoarece aceasta este neliniară din cauza proprietăților fierului ce constituie circuitul magnetic, iar exprimarea ei analitică este foarte grea și incomodă, ea se reprezintă grafic în sistemul de coordonate rectangulare, avînd în abscisă curentul primar ca multiplu de curent primar nominal, iar în ordonată curentul secundar ca multiplu de curent secundar nominal. Caracteristica ideală de supracurent a transformatorului de măsurat este situată pe linia $\Delta_i = 0$ pînă la un multiplu mic (trei pînă la cinci) din valoarea curentului nominal primar și apoi pe linia I_2 = const, pentru ca aparatele de măsurat conectate să fie protejate împotriva efectului dăunător al supracurenților din rețea. La transformatoarele

pentru protecție, caracteristica de supracurent ar trebui să fie situată pe linia $\Delta_i = 0$ pînă la valorile cele mai mari ale curentului primar, pentru ca aparatele de protecție conectate să acționeze sigur și la curenții cei mai mari de scurtcircuit în sistemul

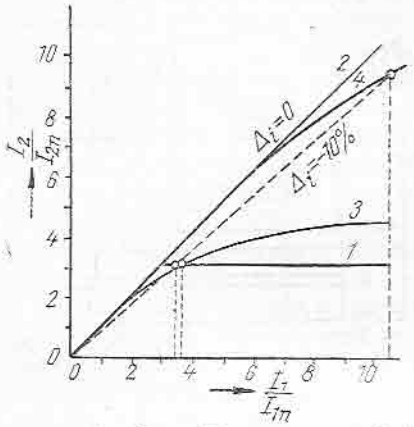


Fig. 3.17. Caracteristica de supracurent a transformatorului de curent:

1 și *2* — caracteristica ideală; *3* și *4* — caracteristica reală; (*1*, $n < 5$) — caracteristica ideală pentru măsurare; (*3*, $n < 5$) — caracteristica reală pentru măsurare; (*2*, $n \to \infty$) — caracteristica ideală pentru protecție; (*4*, $n > 10$) — caracteristica reală pentru protecție.

energetic. În realitate, caracteristicile de supracurent sînt niște curbe, care diferă de alurile ideale (fig. 3.17) [3.9].

Coeficientul de saturație reprezintă raportul dintre curentul de saturație și curentul primar nominal, pentru care eroarea de curent ajunge la valoarea $\Delta_i = -10\%$. În reprezentare grafică aceasta este abscisa punctului de intersecție a caracteristicii de supracurent cu linia $\Delta_i = -10\%$.

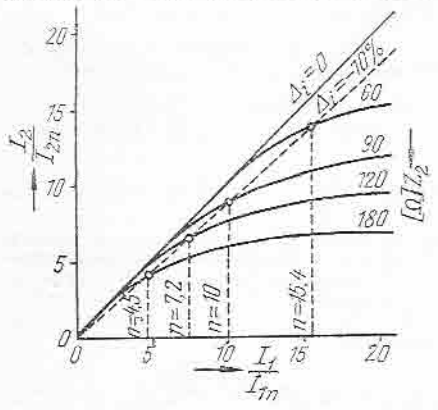


Fig. 3.18. Dependența de sarcină a caracteristicii de supracurent a transformatorului de curent ($I_{2n} = 1$ A) [3.9].

Presupunînd că inducția de saturație a materialului magnetic B_{max} este practic constantă, pentru exprimarea coeficientului de saturație în funcție de sarcină se poate folosi, cu suficientă precizie, relația [3.10]

$$n|Z_t| \approx \frac{4{,}9\, f B_m S_c N_2}{I_{2n}} \, [\Omega; \text{Hz}, \text{T}, \text{m}^2, \text{A}], \tag{3.39}$$

de unde rezultă că

$$\frac{n_p}{n_q} = \frac{|Z_{tq}|}{|Z_{tp}|} \tag{3.40}$$

și dacă $|Z| \gg |Z_i|$ atunci (fig. 3.18)

$$\frac{n_p}{n_q} = \frac{|Z_q|}{|Z_p|}. \tag{3.40 a}$$

În locul inducției de saturație se poate introduce în ecuația (3.39):

$B_m = 1{,}6$ T pentru tabla de transformator laminată la cald;

$B_m = 1{,}8 \ldots 2$ T pentru tabla de transformator laminată la rece (cu cristale orientate);

$B_m = 0{,}7 \ldots 1$ pentru aliajul de nichel cu fier (tipul Permalloy).

Coeficientul de saturație cel mai mare se obține la cos $\varphi_t = 1$, adică $\varphi_t = 0$ și scade cu creșterea unghiului φ_t (adică cu scăderea factorului de putere secundar). Influența factorului de putere secundar asupra mărimii coeficientului de saturație este însă cu un ordin mai mică decît influența sarcinii [3.11].

Caracteristica de supracurent și coeficientul de saturație corespunzătoare sarcinii nominale, factorului de putere secundar nominal și frecvența nominală se consideră ca nominale. Coeficientul de saturație nominal se înscrie pe eticheta transformatorului de curent în forma $n_n > x$ la transformatoarele de protecție, în forma $n_n < x$ la transformatoarele pentru aparatele de măsurat și în cazuri speciale $n_n = x$ (cu toleranța $\pm$ 20%).

Între precizia pe care transformatorul o are în funcționarea normală și în regim de supracurent este valabilă într-o primă aproximare, pentru o sarcină dată și pentru un anumit material magnetic relația

$$n \cdot (\mathrm{cl}) = \text{const.} \qquad (3.41)$$

Conform acestei relații se pot alege două dintre cele trei mărimi caracteristice ale transformatorului de curent, adică cl, n_n și P_n (sau Z_n); a treia este legată prin condiția (3.41) [3.10] (v. și cap. 10).

Precizia transformatorului de curent în regim de supracurent depinde liniar, de valoarea nominală a tensiunii magnetomotoare primare (fig. 3.19).

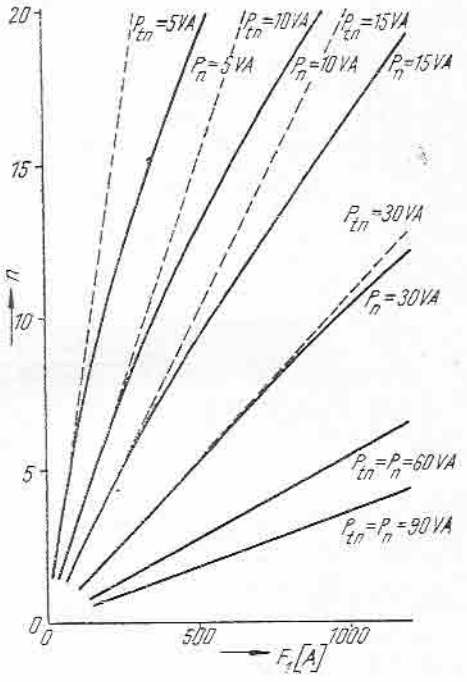


Fig. 3.19. Coeficientul de saturație în funcție de valoarea nominală a tensiunii magnetomotoare primare a transformatorului de curent (cu miez toroidal ∅ 90/130×40 din bandă M6X), avînd ca parametri sarcina nominală totală P_{tn} și sarcina exterioară nominală P_n.

Pentru un circuit magnetic determinat, coeficientul de saturație este, la sarcină constantă, direct proporțional cu valoarea nominală a tensiunii magnetomotoare primare. Dependența liniară riguroasă este valabilă însă numai pentru puterea totală și pentru sarcina totală [3.10]. Dacă sarcina exterioară este mică, predomină influența sarcinii interioare, iar dependența de sarcina exterioară este parțial neliniară.

Dacă în ecuația (3.40) se ia n_p=1; $|Z_{tp}|$=$|Z_{tm}|$ și n_q=n_n; $|Z_{tq}|$=$|Z_n|$, rezultă relația dintre puterea maximă, factorul de saturație nominal și puterea nominală

$$|Z_m| = |Z_n|\, n_n\ [\Omega];\ P_m = P_n\, n_n\ [\mathrm{VA}]. \qquad (3.42)$$

Valoarea P_m determinată prin ecuația (3.42) este de obicei mai mare decît puterea maximă reală P_{max} care se poate lua de la transformatorul de curent, deoarece nu se ia în considerare micșorarea curentului secundar cu valoarea erorii de curent de 10%. Valoarea puterii maxime se determină prin măsurarea lui I_2 și U_2 ca funcție de Z (fig. 3.20), dar ea nu este totdeauna egală cu Z_m.

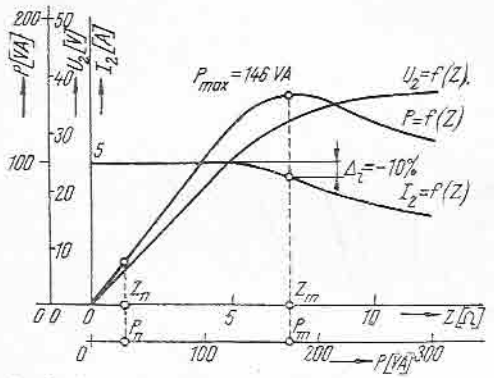


Fig. 3.20. Stabilirea puterii maxime reale a transformatorului de curent P_{max}, după caracteristica de încărcare.

Pentru funcționarea corectă a unor aparate de protecție este foarte important să se cunoască valoarea P_{max} (această mărime nu este însă definită în norme [N1]).

Pentru transformatoarele de protecție, norma ČSN 25 1361 [N2] nu prevede clasă specială de precizie, ci după tipul de protecție, stabilește cărei clase de precizie a transformatorului de curent, pentru aparatele de măsurat, trebuie să-i corespundă precizia în funcționare normală, iar la aceasta este prescrisă valoarea minimă a factorului de saturație nominală (tabelul 12.2). Recomandarea CEI [3.7] stabilește pentru transformatoarele de protecție două clase de precizie (tabelul 3.4), iar în locul coeficientului de saturație se introduce coeficientul de limitare a preciziei la care eroarea de taransformare a curentului ajunge la valoarea $\alpha_i = 5\%$ sau $\alpha_i = 10\%$. Curentul primar corespunzător acesteia se numește curentul limită de precizie. Despre modul în care se stabilește curentul limită de precizie și coeficientul limită de precizie nu este o unitate de vederi între specialiști. De aceea, această recomandare stabilită de CEI va trece în normele naționale ale țărilor membre, dar nu este obligatorie.

Tabelul 3.4

Erorile admisibile pentru transformatoarele de curent pentru protecție, conform recomandării CEI [3.6]

Clasa de precizie	Δ_i, % la I_{1n}	δ_i, % la I_{1n}	α_i, % curentul este la limita preciziei
5 P	±1	±60	5
10 P	±3	—	10

Notă: Coeficientul limitei de precizie se alege dintre valorile: *5*, *10*, 15, *20*, 30 (valorile subliniate sînt avantajoase). Cos $\varphi_n = 0{,}8$; la o sarcină nominală mai mică decît 5 VA se admite cos $\varphi_n = 1$.

3.6. Metode pentru mărirea preciziei în funcționarea normală (0,1...1,2) I_n

3.6.1. Corecția de înfășurare

Din diagrama complexă a erorilor rezultă că la transformatorul de curent cu factorul de transformare a numărului de spire $k_N = k_I$, pentru limitele erorii de curent și de unghi reale se folosește numai un sfert de limită a erorilor tolerate ($\Delta_i < 0$, $\delta_i > 0$). Această situație este necorespunzătoare în special pentru limita de erori de curent tolerate, la care după cum rezultă din fig. 3.16, sînt necesare precizii mai mari decît pentru limita de erori de unghi tolerate, deoarece în sensul axei $\pm \Delta_i$ ecartul admis al erorii este mult mai mare decît în sensul axei $\pm \delta_i$ (în figură sînt numai jumătățile din dreapta ale limitelor erorilor admise, iar zona din sensul axei $-\delta_i$ nu este desenată). Folosirea limitei de erori de curent tolerate este mai avantajoasă dacă limita erorilor reale se deplasează, cu o anumită valoare, în limita erorilor tolerate, în așa fel, încît să cuprindă și al doilea sfert de limite (pozitiv) ale erorilor admise ale diagramei complexe, în sensul axei $+\Delta_i$ ($\Delta_i > 0$; $\delta_i > 0$). Aceasta se poate obține prin micșorarea numărului de spire ale înfășurării secundare, cu numărul de spire $N_2 = N_2^* - N_2 < 0$, în care N_2^* este numărul corectat de spire și N_2 este numărul inițial pentru $k_N = k_I$. Mărimea procentuală a corecției de înfășurare este

$$\nu = \frac{N_2^* - N_2}{N_2^*} \cdot 100 = \frac{\Delta N_2}{N_2^*} \cdot 100 \ [\%], \tag{3.43}$$

iar raportul curentului secundar al transformatorului corectat și necorectat este

$$\frac{I_2^*}{I_2} = \frac{N_2}{N_2^*} = 1 - 0{,}01\nu. \tag{3.44}$$

Înlocuind ecuația (3.5) în ecuația (3.43) rezultă (Δ_i în %)

$$\frac{I_2^*}{I_1} = \frac{1 + 0{,}01\,(\Delta_i - \nu) - \Delta_i \nu \cdot 10^{-4}}{k_I}. \tag{3.45}$$

Ultimul membru de la numărător se neglijează fiind o mărime de ordinul al doilea și atunci eroarea de curent a transformatorului de curent corectat este

$$\Delta_i^* = \Delta_i - \nu, \tag{3.46}$$

adică originea noii scări Δ_i^* se deplasează în sus în diagrama complexă a erorilor, cu valoarea ν, iar în jos, în diagrama $\Delta_i = f\,(I_1)$ tot cu valoarea ν (fig. 3.16 și 3.21, *a*).

Această metodă de reprezentare grafică a corecției de înfășurare este avantajoasă atunci cînd în diagrama $\Delta_i = f\,(I)$ sau în diagrama complexă a erorilor sînt construite mai multe curbe de erori reale (izoplete) din valori măsurate sau calculate, și se caută corecția avantajoasă pentru înfășurare la diferite puteri nominale și la

diferite clase de precizie. În unele cazuri, cînd nu se schimbă sistemul de coordonate, iar în diagrama $\Delta_i = f(I)$ se deplasează curbele erorilor reale, este mai intuitivă și mai avantajoasă metoda inversă (fig. 3.21, *b*).

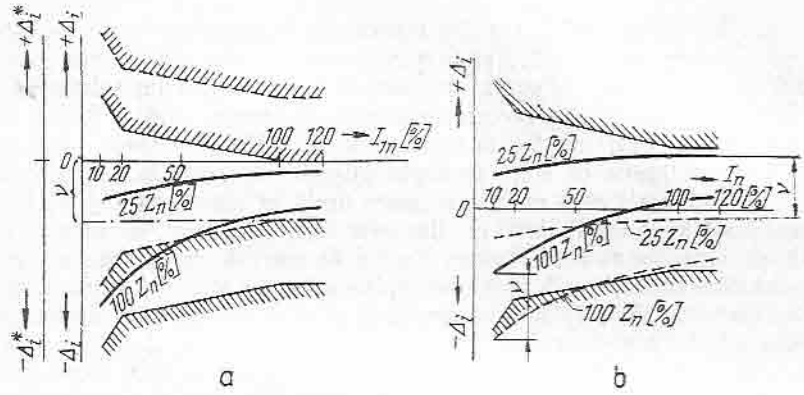


Fig. 3.21. Corecția de înfășurare în diagrama $\Delta_i = f(I)$:
a — deplasarea limitei de erori admise și a scării de erori de curent cu valoarea corecției de înfășurare ν; *b* — deplasarea limitei erorilor reale în limita erorilor admise cu corecția de înfășurare ν; linii întrerupte, limita erorilor admise și reale înaintea corecției; linii pline — limita erorilor admise și reale după corecție.

Prin adăugarea numărului de spire ΔN_2 rezultă $\nu > 0$, $N_2^* > N_2$ și o astfel de corecție de înfășurare are efect contrar asupra limitelor erorilor reale și tolerate, ceea ce are importanță practică numai în cazuri speciale (la conectări artificiale etc.). Prin corecția de înfășurare efectuată la înfășurarea primară, efectul asupra relației ambelor limite este invers, astfel că se poate scrie

$$\nu = \frac{N_1^* - N_1}{N_1^*} \cdot 100 = -\frac{\Delta N_1}{N_1^*} \cdot 100\ [\%]. \qquad (3.43\ a)$$

În practică, prin eroare de curent se înțelege eroarea de curent după corecția de înfășurare și se notează cu Δ_i în loc de Δ_i^*.

Corecția pentru înfășurare este suficient de fină la transformatoare la care valoarea tensiunii magnetomotoare nominale este suficient de mare; dificultăți mai mari sînt însă la transformatoarele la care valoarea tensiunii magnetomotoare nominale este mică, de exemplu la transformatoarele de curent tip bară, sau de trecere, unde o spiră a înfășurării secundare poate reprezenta cîteva procente din numărul total de spire. Atunci este avantajos să se folosească divizorul (potențiometrul) rezistiv sau inductor, conectat în circuitul înfășurării secundare (de obicei între ultima și penultima spiră). Secțiunea conductorului de la divizor se dimensionează pentru curentul secundar nominal. Divizorul rezistiv este executat din sîrmă rezistivă și

este, de obicei, montat direct pe miez (fig. 3.22, *a*) sau pe carcasa transformatorului. Cursorul mobil permite modificarea continuă a corecției înfășurării între ambele valori limită, iar după verificarea erorilor transformatorului, poziția lui se fixează prin lipire sau sudare. Aceasta este preferabilă, de exemplu, pentru ajustarea erorilor grupei de trei transformatoare de curent pentru protecția de punere la pămînt (Holmgreen). Rezistența divizorului nu trebue să fie prea mică, pentru ca să nu se înrăutățească ecartul erorii de curent în funcție de sarcină, din cauza curentului mare de echilibrare. Eroarea de unghi scade o dată cu scăderea rezistenței divizorului (adică se deplasează în direcția erorilor negative — δ_i; fig. 3.22, *b*).

La divizorul inductiv, care are miezul din material magnetic și înfășurarea cu număr mic de spire, nu apare influența defavorabilă a curentului de echilibrare, deoarece curentul lui de magnetizare este foarte mic. Eroarea de unghi practic nu se schimbă și corecția de înfășurare (ajustarea erorii de curent) se face în trepte, corespunzător înfășurărilor separate ale divizorului inductiv (fig. 3.23).

O altă metodă de corecție de înfășurare se realizează prin legarea în paralel a două ramuri ale înfășurării secundare avînd număr diferit de spire și secțiune diferită a conductoarelor înfășurate pe două porțiuni separate de miez, suma secțiunilor fiind egală cu secțiunea totală a miezului transformatorului. Acestea sînt, în general, două transformatoare de curent, cu mai multe rapoarte de transformare, cu înfășurare primară comună, înfășurările secundare fiind legate în paralel. Astfel, transformatorul de curent cu raportul 100/5 A se compune dintr-un transformator cu raportul 100/4 A, care are secțiunea miezului și a conductorului înfășurării secundare de 4/5 din secțiunea totală calculată și dintr-un al doilea transformator cu raportul 100/1 A cu secțiune egală cu 1/5 din cea totală. Înfășurarea secundară a primului are 25 spire, a celui de-al doilea are 100 spire. Corecția de înfășurare realizată la transformatorul cu 100 de spire se obține prin deplasarea reciprocă, fină, a limitei erorilor de curent reale ale întregului transformator (fig. 3.24, *a*). Un efect asemănător are înfășurarea secundară a transformatorului unitar, formată din conductor bifilar înfășurat în jurul întregii secțiuni a miezului la care corecția de înfășurare se face într-una dintre ramurile în paralel (fig. 3.24, *b*).

Pentru ambele metode expuse, la realizarea corecției pentru înfășurare într-unul dintre circuitele electrice în paralel, se induc în ambele circuite tensiuni diferite, ceea ce duce la apariția curentului de echilibrare între ele. Aceasta face ca modificarea erorii de curent să nu corespundă precis corecției de înfășurare și să se înrăutățească limitele erorii de curent în funcție de sarcină, reducîndu-se eroarea de unghi. La dimensionarea secțiunii conductoarelor trebuie să se țină seamă și de existența curentului de echilibrare.

Altă metodă de corecție fină a înfășurării este folosirea înfășurărilor fracționate, adică a înfășurărilor care afectează numai o parte din secțiunea miezului; această metodă reprezintă în realitate și o premagnetizare cu curent secundar și de aceea este analizată în §. 3.6.3. Influența acestei premagnetizări asupra erorii transformatorului de curent este în majoritatea cazurilor relativ mică.

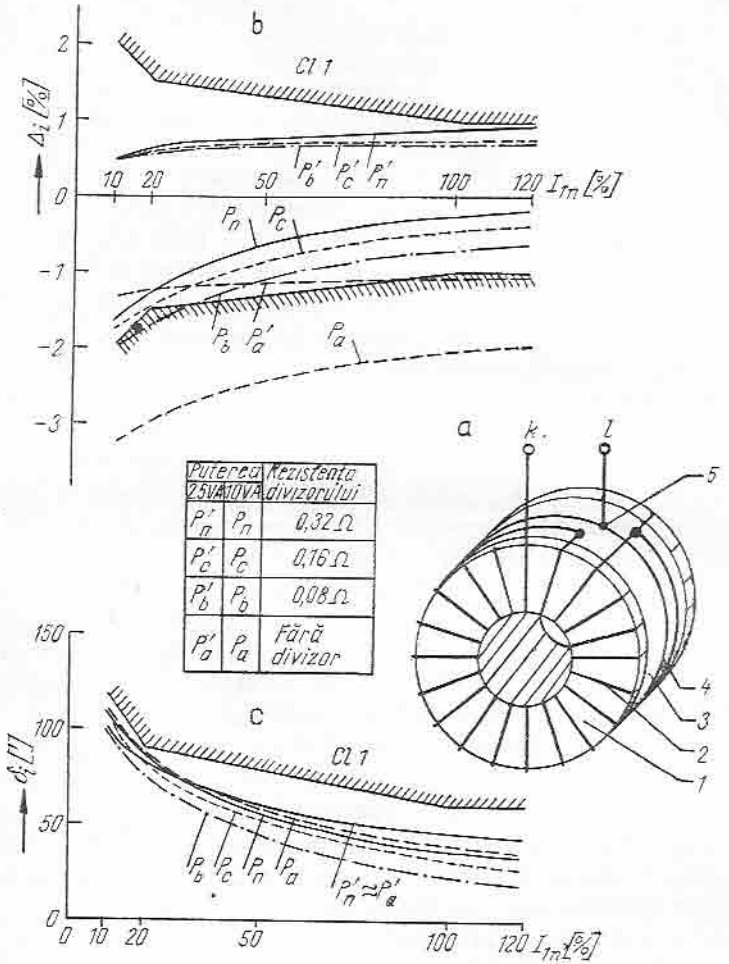
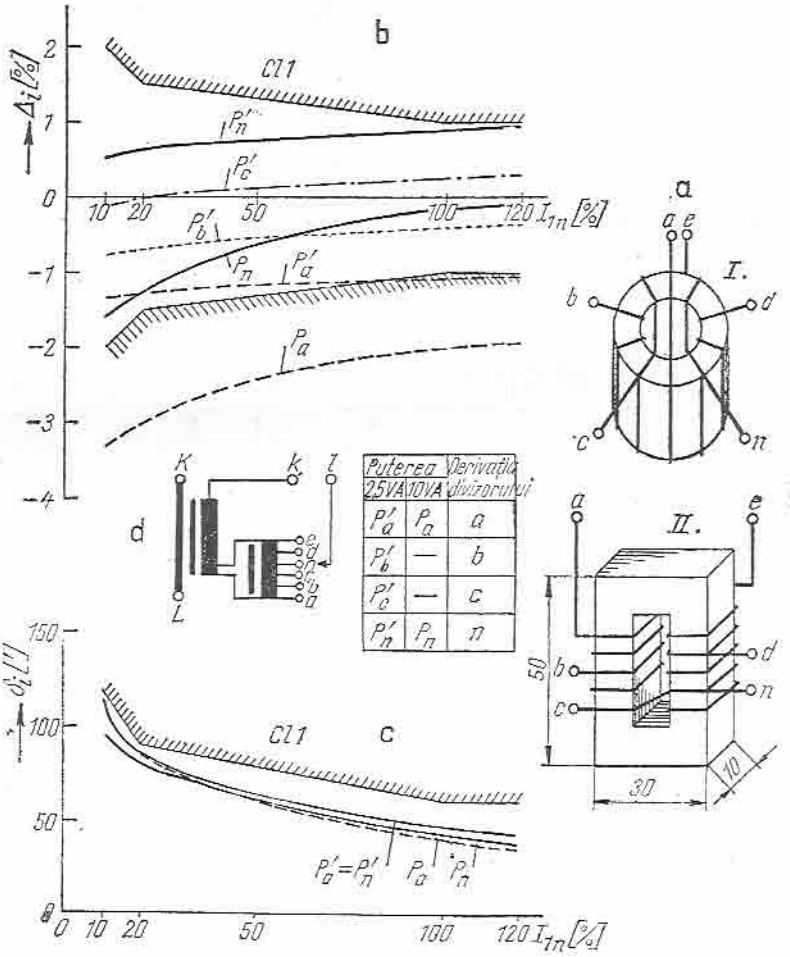


Fig. 3.22. Corecția de înfășurare cu divizor rezistiv:

a — amplasarea divizorului pe miezul toroidal; *b* și *c* — erorile transformatorului de curent (transformator de 100/5 A, P_n = 10 VA, cl 1) pentru diferite rezistențe ale divizorului: *1* — miez de fier; *2* — înfășurarea secundară, *3* — garnituri de izolare (carton), *4* — conductorul divizorului (material rezistiv), *5* — cursorul divizorului. Divizorul este conectat între spirele 19 și 20 ale înfășurării secundare.



Puterea 2,5VA	Puterea 10VA	Derivaţia divizorului
P'_a	P_a	a
P'_b	—	b
P'_c	—	c
P'_n	P_n	n

Fig. 3.23. Corecţia de înfăşurare cu divizor inductiv:

a — amplasarea divizoarelor inductive: I-cu miez inelar, II-cu miez dreptunghiular; *b* şi *c* — erorile transformatorului de curent tip bară (transformator de 100/5 A, P_{2n} = 10 VA, Cl 1) pentru diferite derivaţii ale divizorului; *d* — schema de legare a transformatorului de curent cu divizor inductiv. Divizorul este conectat între spirele 19 şi 20 ale înfăşurării secundare.

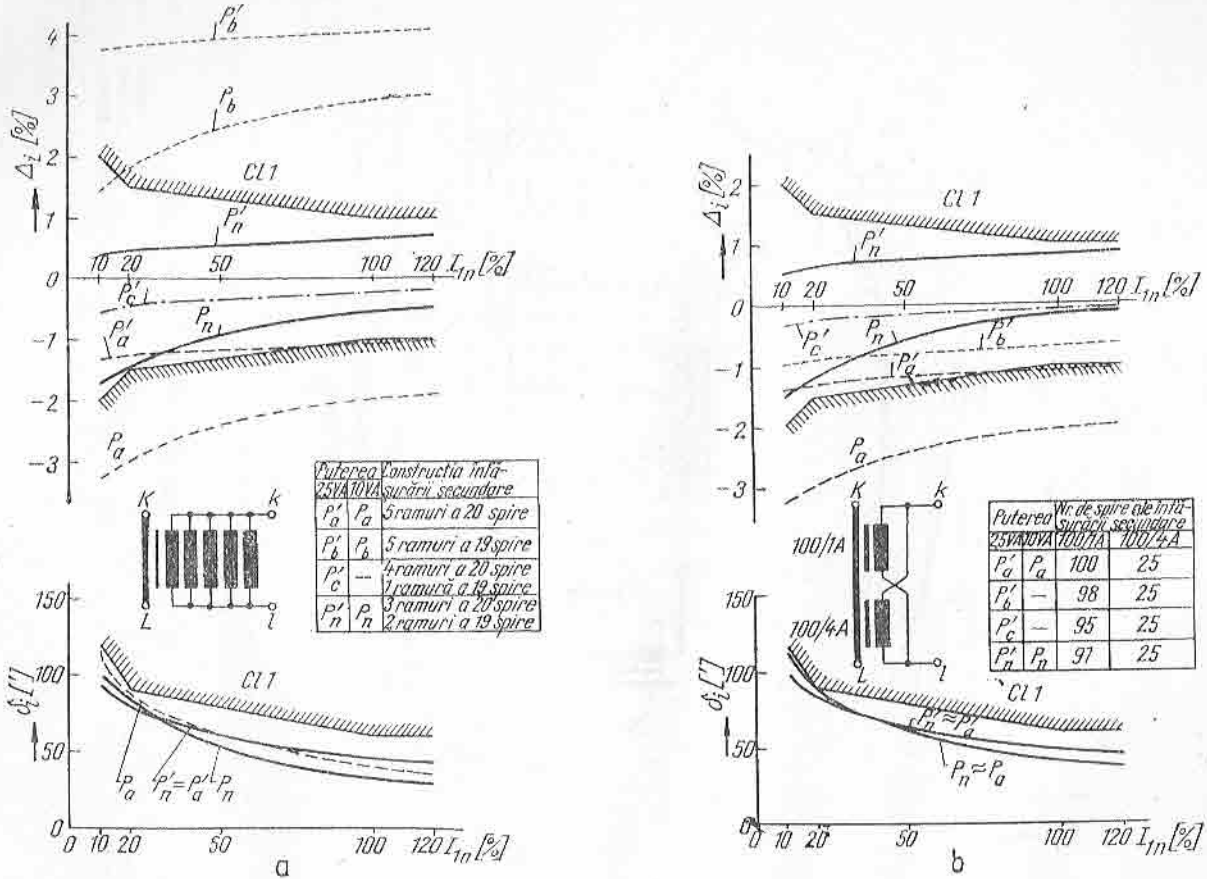


Fig. 3.24. Erorile transformatorului de curent tip bară (raport 100/5 A, $P_n = 10$ VA, Cl 1):

a — corecția de înfășurare se realizează prin legarea în paralel a uneia dintre ramurile înfășurării secundare; *b* — realizarea corecției de înfășurare la legarea în paralel a două transformatoare cu diferite rapoarte de transformare.

3.6.2. Sarcina suplimentară

Dacă se conectează la bornele secundare ale transformatorului de curent, în paralel cu sarcina, o altă impedanță Z_k (rezistivă, inductivă sau capacitivă sau o combinație a lor — fig. 3.25), prin ea trece curentul

$$I_{IK} = \frac{U_2}{|Z_k|} = \frac{|Z|I_2}{|Z_k|} \tag{3.47}$$

care este decalat cu unghiul φ_k în urma tensiunii secundare la borne U_2 (în nici un caz U_{20}!). Tensiunea magnetomotoare corespunzătoare este

$$a_{Ik} \approx \frac{I_k N_2}{l_m} \tag{3.48}$$

și se adună fazorial cu tensiunea magnetomotoare de magnetizare a_0. Ele mai provoacă o eroare suplimentară de curent $\alpha_{ik} = a_k/a_1$, a cărui fazor este perpendicular pe fazorul inițial al erorii de curent (fig. 3.26).

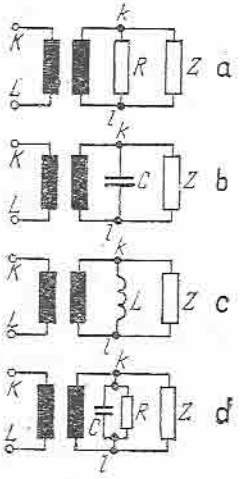


Fig. 3.25. Corecția erorilor transformatorului de curent cu sarcină suplimentară conectată la bornele secundarului, în paralel cu sarcina:

a — rezistivă; *b* — capacitivă; *c* — inductivă; *d* — combinarea în paralel a unei rezistențe și a unei capacități.

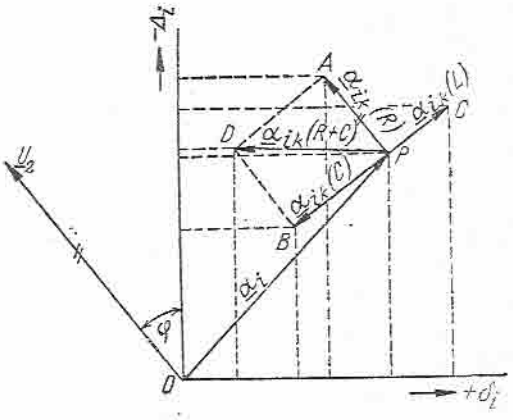


Fig. 3.26. Corecția erorii transformatorului de curent cu sarcină suplimentară, conectată la bornele secundare în paralel cu sarcina, reprezentate în diagrama complexă a erorilor:

P — punctul erorilor înaintea corecției; *A* — punctul după corecția cu rezistență ($\varphi_k = 0$); *B* — punctul după corecția cu capacitate ($\varphi_k = -90°$); *C* — punctul după corecția cu inductanță ($\varphi_k = +90°$); *D* — punctul după corecția cu combinația în paralel a unei rezistențe și a unei capacități ($-90° < \varphi_k < 0$).

După felul sarcinii suplimentare alese se poate corecta atît eroarea de curent cît și eroarea de unghi. Se poate ca îmbunătățirea situației în limitele erorilor de unghi tolerate să înrăutățească situația în limitele erorilor de curent tolerate și invers. Aceasta nu trebuie să fie totdeauna un obstacol, deoarece, de obicei, pentru o anumită limită există uneori o rezervă mai mare, care poate fi folosită în scopul îmbunătățirii raportului în cea de-a doua. După cum rezultă din fig. 3.26, utilizarea inductanței în paralel (fig. 3.25, *c*) este, în majoritatea cazurilor, neavantajoasă.

Conform ecuațiilor (3.47) și (3.48), tensiunea magnetomotoare de corecție și eroarea suplimentară de curent α_{ik} depind de mărimea sarcinii (externe) și, de aceea, la o margine a limitei erorilor reale ($Z = 0{,}25\ Z_{2n}$) ea este de patru ori mai mică decît la cealaltă ($Z = Z_{2n}$). De aceea, atunci cînd se utilizează ca sarcină suplimentară o rezistență activă cresc limitele erorii în funcție de sarcină, și anume, cu proiecția valorii $0{,}75\ \alpha_{ikn}$ în sensul axei Δ_i sau δ_i (unde α_{ikn} corespunde sarcinii nominale și curentului considerat).

Asemănător poate fi influențată eroarca fazorială de curent cu o impedanță conectată între bornele primare ale transformatorului de curent. Eroarea suplimentară de curent depinde atunci de tensiunea primară la borne U_1 și este decalată în urma acesteia (în nici un caz față de U_{20}!) cu unghiul φ_k. Uneori este avantajoasă conectarea sarcinii suplimentare numai la înfășurarea secundară, sau la înfășurarea specială (terțiară), care poate să aibă chiar și numai o spiră; în acest caz sînt relații mai complicate și mărimea sarcinii suplimentare trebuie recalculată cu pătratul raportului numărului de spire.

În acest caz dacă transformatorul este supus la încercarea cu supratensiune între spire, sau dacă prin circuitul secundar trece un curent mai mare decît cel nominal (în zona de supracurent), impedanța de sarcină suplimentară trebuie să poată suporta aceste solicitări fără defecțiuni electrice, dinamice sau termice.

În cazul folosirii ca sarcină suplimentară a unui condensator, dielectricul trebuie să fie de calitate superioară, deoarece deteriorarea lui are urmări grave și poate provoca scoaterea transformatorului din funcțiune. În afară de aceasta, capacitatea condensatorului trebuie astfel aleasă, încît să nu provoace rezonanță pentru vreo armonică inferioară a frecvenței nominale. Chiar cînd tensiunea la bornele de ieșire ale transformatorului de curent este sinusoidală, prin conectarea capacității în paralel cu inductanța se pot crea oscilații autoexcitate pentru o frecvență străină; acest fenomen se poate totdeauna atenua prin conectarea unei mici rezistențe în serie cu o capacitate.

Un efect asemănător cu cel al sarcinii suplimentare îl are modificarea sarcinii interioare, în special, schimbarea componentei reactive, menținînd neschimbată componenta rezistivă. Prin aceasta se schimbă unghiul φ_i a cărui mărire micșorează eroarea de unghi δ_i și duce la creșterea erorii de curent — Δ_i. Componenta reactivă a sarcinii interioare poate fi influențată, în primul rînd, prin modificarea așezării

spațiale a înfășurării (adică prin modificarea reactanței de dispersie, fig. 3.27); mai puțin obișnuită este conectarea bobinei de amortizare în serie cu înfășurarea secundară.

La transformatoarele de curent, în special la curenți primari cu valori mari, precizia de transformare creată prin așezarea nesimetrică a înfășurării este influen-

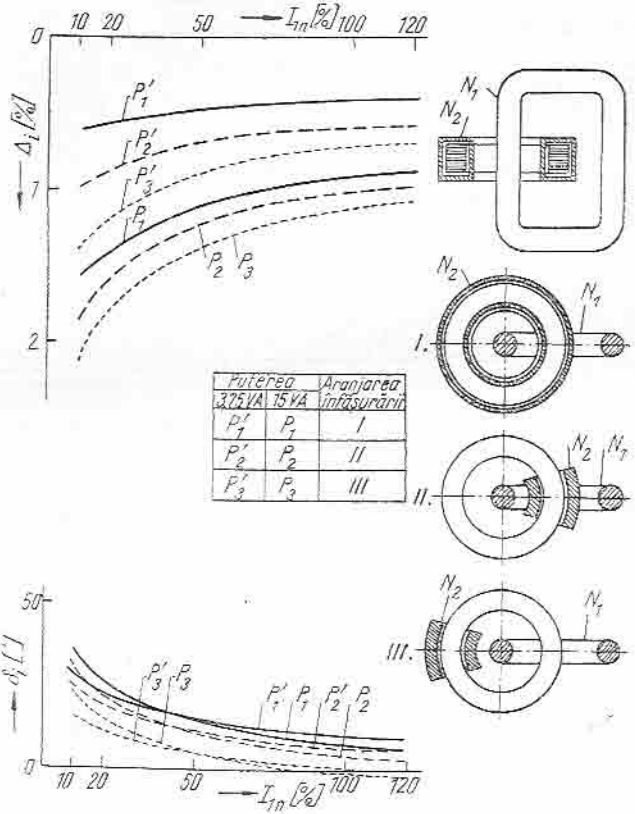


Fig. 3. 27. Influența dispersiei asupra alurii erorii transformatorului de curent de trecere cu miez toroidal pentru diferite așezări ale înfășurării secundare (raport 100/5A, tensiunea magnetomotoare primară nominală 300 A, miez toroidal ARMCO M6X).

tată fie de cîmpul de dispersie perturbator, fie de acțiunea conductoarelor vecine — în special cele de întoarcere, în cazul circuitelor monofazate.

Acest fenomen se manifestă defavorabil, în special, la transformatoarele la care înfășurarea secundară este așezată numai pe o parte a circuitului magnetic. La transformatoarele cu o așezare diferită a înfășurării primare și secundare, erorile se modifică în limite foarte largi (fig. 3.28). Din această cauză transformatoarele cu această construcție sînt avantajoase numai pentru măsurări aproximative și pentru

protecție. Influența cîmpurilor perturbatoare de dispersie se manifestă și la transformatorul de curent tip suport cu înfășurare secundară pe ambele coloane, cu conductorul primar în centru (fig. 3.29, *a*). Ambele părți ale înfășurării secundare sînt

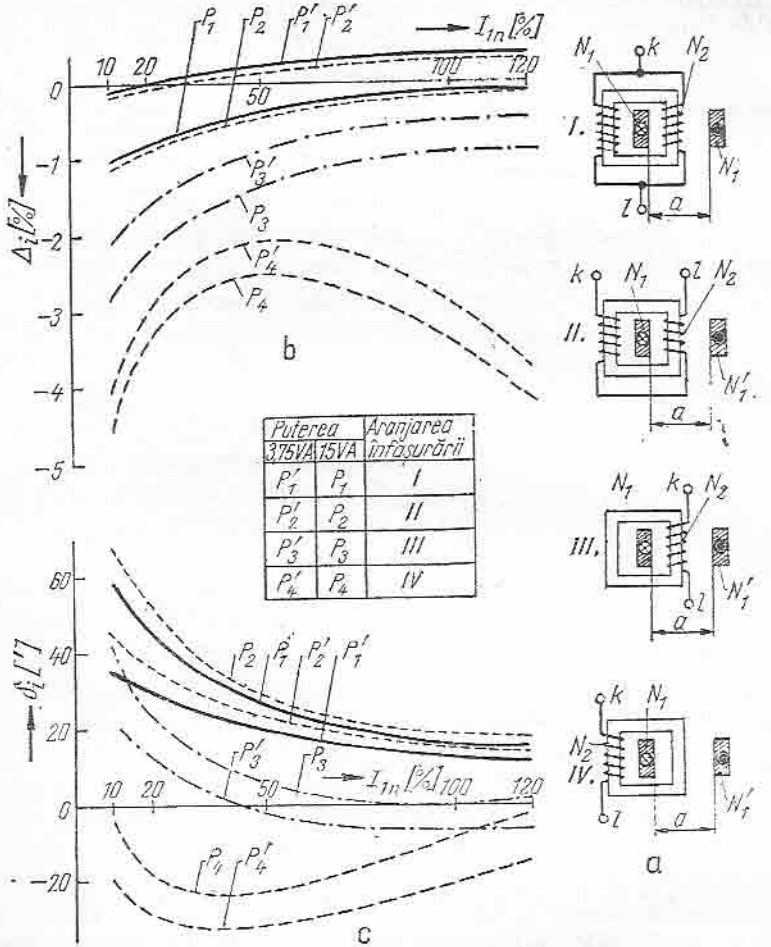


Fig. 3.28. Influența dispersiei asupra alurii curbei de erori a transformatorului de curent tip suport, pentru diferite așezări ale înfășurării secundare pe miezul în formă dreptunghiulară (1000/5A, P_n = 10 VA, Cl 1):
a — schema de legături; *b*, *c* — alura erorilor; N_1 — conductor primar; N_2 — înfășurarea secundară; N'_1 conductor primar de întoarcere (sursa cîmpului de dispersie), distanța a = 100 mm.

legate în serie și în apropierea coloanei se găsește conductorul de întoarcere N'_1.

În circuitul magnetic al transformatorului se creează cîmpul magnetic principal, care induce în înfășurarea secundară tensiunea U_{20}, egală cu tensiunea aplicată sar-

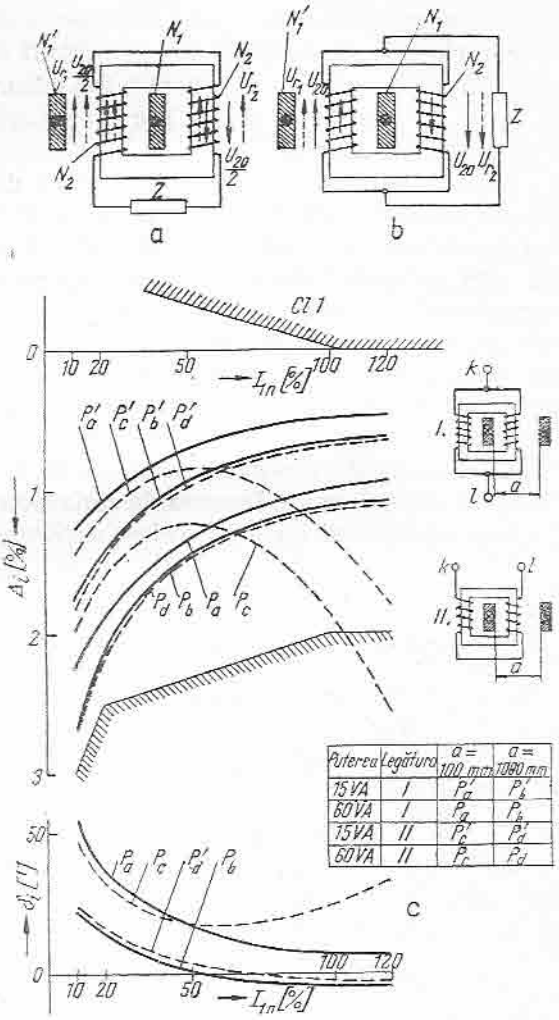


Fig. 3.29. Acțiunea cîmpului de dispersie asupra transformatorului de curent tip suport:

a — două părți ale înfășurării secundare sînt legate în serie; *b* — două părți ale înfășurării secundare sînt legate în paralel; *c* — alura erorilor transformatorului de curent tip suport 4000/5 A, la care înfășurarea este așezată după *a* și *b* și la distanță diferită față de conductorul de întoarcere.

cinii totale ($Z + Z_i$). Cîmpul de dispersie al conductorului de întoarcere magnetizează coloana mai apropiată a transformatorului într-o măsură mai mare, iar coloana mai îndepărtată într-o măsură mai mică. Cîmpul magnetic perturbator induce în ambele părți ale înfășurării secundare tensiunile U_{r1} și U_{r2}, dar U_{r2} din înfășurarea mai îndepărtată este mai mică. Valorile diferite ale lui U_{r1} și U_{r2} provoacă un curent perturbator care trece prin impedanța de sarcină a transformatorului și influențează, prin aceasta, precizia de măsurat. Influența cîmpului de dispersie poate, uneori, acționa favorabil, cum ar fi premagnetizarea coloanei, cînd miezul transformatorului lucrează în zona de inducție cu permeabilitate mărită, sau poate avea loc chiar suprasaturarea coloanei și, deci, mărirea importantă a erorilor transformatorului (fig. 3.29, *c*).

La curenți mari poate apărea în înfășurarea secundară o tensiune importantă datorită cîmpului de dispersie, ceea ce poate fi un pericol pentru izolația lui.

Influența dispersiei se manifestă într-o măsură mai mică la miezurile toroidale, în special, în acele cazuri cînd înfășurarea secundară este distribuită uniform pe întregul circuit magnetic.

Pentru înlăturarea influenței nedorite a dispersiei, înfășurarea secundară se execută din cîteva ramuri în paralel, dispuse pe întregul circuit magnetic; numărul de spire dintr-o ramură este egal cu numărul de spire dat de raportul de transformare (fig. 3.29, *b* și 3.30). Curentul perturbator apărut din cauza dispersiei, echilibrîndu-se între ramurile înfășurării secundare, împiedică suprasaturarea miezului și nu trece prin impedanța de sarcină, ceea ce face să nu modifice precizia de măsurat. Secțiunea conductorului de pe fiecare ramură paralelă a înfășurării secundare trebuie dimensionată pentru curentul secundar nominal, în special dacă nu este precizat cum vor fi dispuși transformatorul și conductorul de întoarcere unul față de altul în instalație. Această soluție necesită un mare consum de material pentru înfășurarea secundară și nu este economică. De aceea, în unele cazuri, în care se poate determina dinainte influența dispersiei, se poate reduce secțiunea conductorului de pe unele ramuri.

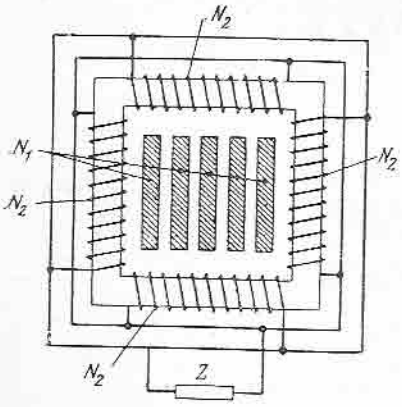


Fig. 3.30. Așezarea înfășurării secundare la transformatorul de curent tip suport, pentru curenți nominali mari; influența cîmpului de dispersie este limitată de legarea în paralel a ramurii înfășurării secundare.

3.6.3. Premagnetizarea

Dacă nu s-au luat măsuri speciale, transformatorul de curent funcționează în regim normal, la începutul curbei de magnetizare, unde permeabilitatea este mică. Aceasta se manifestă, în special, prin ecart mare al erorii de curent, căci în zona curenților de măsurat mici (la 10% I_{1n}), punctul de funcționare este chiar la începutul curbei de magnetizare, unde permeabilitatea este foarte mică. Din contră, la valori mai mari ale inducției, cresc atît permeabilitatea statică $\mu_s = B/H$, cît și

cea dinamică $\mu_d = dB/dH$ (fig. 3.31). Valoarea inducției, pentru care permeabilitatea este maximă, depinde de tipul materialului magnetic (de exemplu, pentru tabla de transformator laminată la cald μ_d este maximă la circa 0,5 T și μ_s la circa 0,7 T).

Ideea de bază a permagnetizării este plasarea zonei de funcționare a transformatorului de curent în acea parte a curbei de magnetizare, în care ambele permeabilități

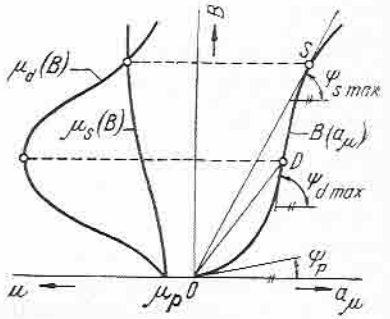


Fig. 3.31. Caracteristicile de magnetizare ale tablei de transformator:

$\mu_p \sim \operatorname{tg}\psi_p$ permeabilitatea inițială; $\mu_s \sim \operatorname{tg}\psi_s$ permeabilitatea tatieă; $\mu_d \sim \operatorname{tg}\psi_d$ permeabilitatea dinamică (diferențială). În punctul S al curbei de magnetizare $\mu_{s\,max} = \mu_d$.

sînt maxime [3.12]. Pentru ca permagnetizarea să fie eficace, trebuie îndeplinite două condiții de bază, și anume:

1) erorile transformatorului premagnetizat trebuie să fie mici;

2) erorile lui trebuie să fie constante pe toată limita de măsurat, adică ecartul erorii de curent trebuie să fie cît mai mic.

Premagnetizarea transformatoarelor de curent se face numai cu ajutorul curentului alternativ. S-a dovedit că premagnetizarea cu ajutorul curentului continuu nu este eficace, deoarece zona de lucru de pe curba de magnetizare se deplasează, iar în locul permeabilității μ_s sau μ_d se folosește permeabilitatea reversibilă, care este mult mai mică [3.13].

Analiza cantitativă, precisă, a premagnetizării alternative este foarte grea și complicată, deoarece din cauza prezenței materialului magnetic toate relațiile principale sînt neliniare și alura în timp a mărimilor determinate este nesinusoidală. Prin folosirea ipotezelor simplificatoare (liniaritatea dependenței, aluri sinusoidale etc.), relațiile cantitative se simplifică, însă prin aceasta, majoritatea rezultatelor diferă de realitate [3.14]. De aceea, continuarea expunerii se limitează numai la idei și la principii; pentru cunoașterea lor se poate analiza cazul concret, efectuînd experimentări pe transformatorul real sau pe model. Autorii multor metode de premagnetizare, în care literatura de specialitate, în special între anii 1925 și 1945, este foarte bogată, au experimentat (cei mai mulți) numai după cunoștințele de bază și ulterior au fundamentat rezultatele teoriei lor.

Circuitul magnetic al transformatorului premagnetizat se compune din două părți legate în paralel, fiecare dintre ele are cîte o înfășurare auxiliară de premagnetizare, în așa fel, încît una dintre ele să magnetizeze într-un sens, iar cealaltă în sens contrar. Înfășurarea secundară a transformatorului este comună pentru ambele părți. Pentru simplitate se presupune că fiecare parte este un transformator independent; înfășurarea secundară principală este legată în serie, ceea ce nu schimbă

cu nimic situația (fig. 3.32, *a*). Pentru simplitate se mai presupune că, ambele părți ale miezului dispuse în paralel au aceeași secțiune (în practică, acesta este cazul cel mai frecvent); în general, situația se poate să nu fie așa [3.15]. Prin împărțirea secțiunii circuitului magnetic în două părți cu același număr de spire la ambele înfășurării de premagnetizare, tensiunile magnetomotoare de premagnetizare vor fi la fel de mari, dar de sens contrar, iar pentru restul circuitului magnetic, efectul de premagnetizare se anulează. Prin împărțirea în părți neegale sau în cazul unui număr de spire neegal în ambele înfășurări de premagnetizare, diferența tensiunilor magnetomotoare de premagnetizare nu este nulă, ceea ce determină o eroare suplimentară de transformare a curentului, care se compensează, de exemplu, printr-o corecție de înfășurare adecvată; uneori însă se poate realiza o premagnetizare avantajoasă pentru micșorarea erorii de unghi.

Fiecare dintre jumătățile transformatorului premagnetizat reprezentate în fig. 3.32, *a* o putem considera ca transformator independent cu trei înfășurări. Din condiția echilibrului tensiunilor magnetomotoare și din egalitățile $\underline{a}_{1(1)} = \underline{a}_{1(2)}$; $\underline{a}_{2(1)} = \underline{a}_{2(2)}$; $\underline{a}_{p(1)} = -\underline{a}_{p(2)}$ se deduce diagrama fazorială reprezentată în fig. 3.32, *b*. Tensiunea magnetomotoare de magnetizare rezultantă a transformatorului premagnetizat $\underline{a}_0$ este dată de mediana triunghiului ale cărui laturi sînt $\underline{a}_{0(1)}$, $\underline{a}_{0(2)}$, $2\underline{a}_p$ (fig. 3.32, *c*); forma lui depinde, bineînțeles, de unghiurile pe care le formează fazorutensiunii magnetomotoare de premagnetizare cu fazorii $\underline{a}_1$, $\underline{a}_2$ și prin aceasta cu fal zorul $\underline{a}_0$. De aceasta depinde, de asemenea, mărimea erorii de curent și mărimea erorii de unghi. Alura izopletei Z = const, din diagrama complexă, care este dată de modificarea mărimii și direcției erorii de curent în limitele de curent considerat, este

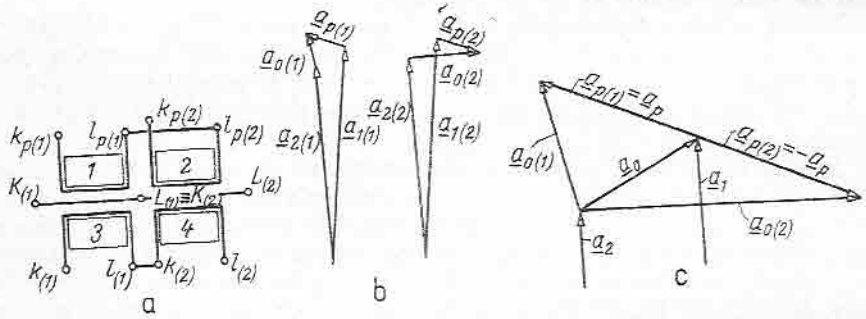
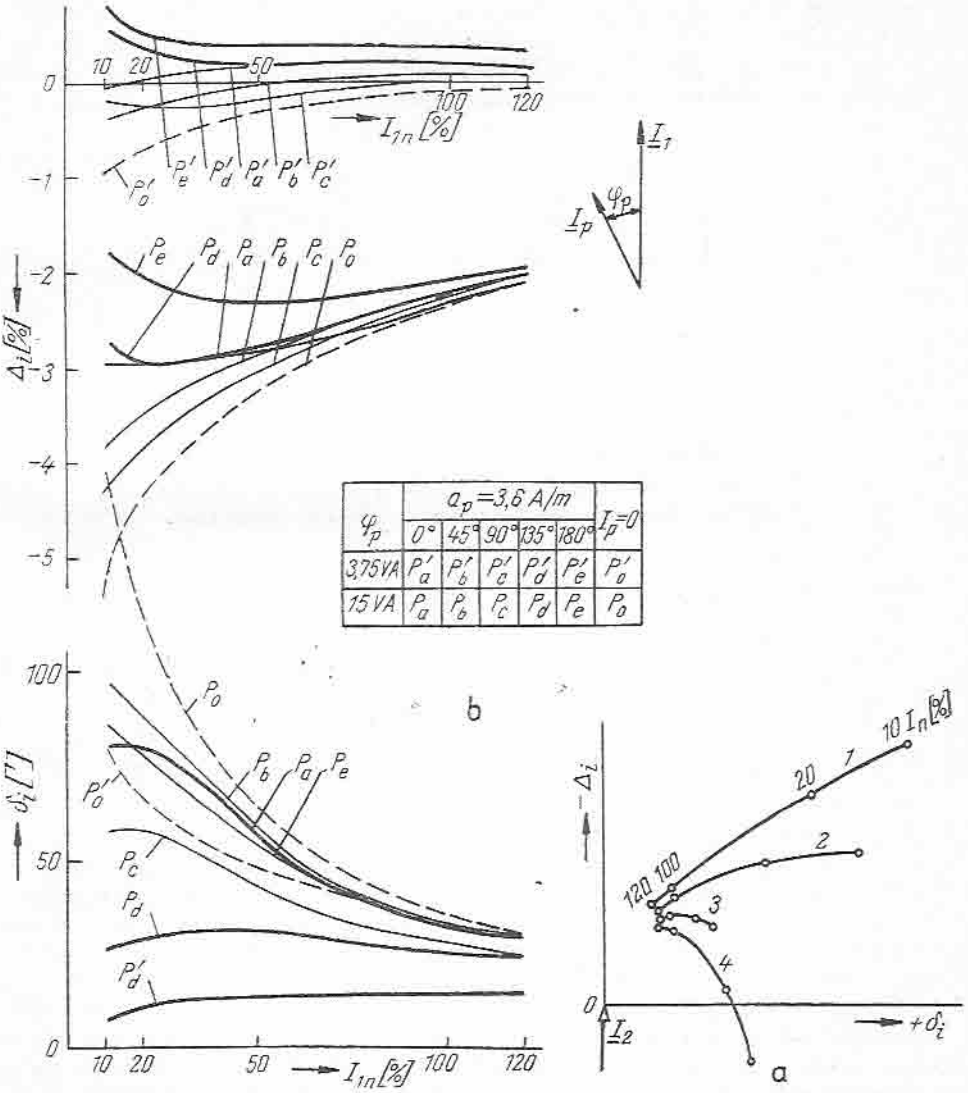


Fig. 3.32. Principiul premagnetizării:

a — conexiunea de bază; *b* — diagramele fazoriale ale tensiunilor magnetomotoare pentru părțile 1 și 2 ale circuitului magnetic; *c* — diagrama fazorială a tensiunilor magnetomotoare de magnetizare.

determinată nu numai de raportul dintre curentul din înfășurarea de premagnetizare și curentul primar, eventual secundar, ci și de modificarea rotirii reciproce a fazorilor lor. Concluziile practice obținute experimental sînt redate în fig. 3.33.

De obicei, premagnetizarea influențează mai puțin ecartul erorii de curent funcție de sarcină decît ecartul erorii de curent la o sarcină dată. Micșorarea ei produce, în principal, creșterea erorii de curent la sarcină minimă; în funcție de aceasta se poate ajusta, de asemenea, corecția de înfășurare.



φ_p	a_p=3,6 A/m					I_p=0
	0°	45°	90°	135°	180°	
3,75 VA	P'_a	P'_b	P'_c	P'_d	P'_e	P'_0
15 VA	P_a	P_b	P_c	P_d	P_e	P_0

Fig. 3.33. Efectul de premagnetizare cu ajutorul curentului alternativ (rezultate practice de la măsurare):

a — efectul de premagnetizare propriu-zis, obținut de la un transformator de premagnetizare auxiliar, indicat în diagrama complexă a erorilor; *1* — fără premagnetizare; *2* — slab premagnetizate; *3* — optim; *4* — premagnetizare foarte intensă; *b* — influența decalării de faza φ_p între I_1 și I_p asupra transformatorului de curent de premagnetizare (măsurată pe un miez toroidal, cu sursă străină de premagnetizare) (EJF Brno).

O analiză mai amănunțită este dată în [3.14], din care rezultă că dacă inducția produsă de înfășurarea de premagnetizare este mult mai mare decît inducția de lucru (dată de sarcină și de curentul secundar), la transformatorul premagnetizat se folosește valoarea permeabilității, care este apropiată atît de permeabilitatea diferențială μ_d dacă fazorul $\underline{a}_p$ este în fază (respectiv contrafază) cu fazorii $\underline{a}_{0(1)}$, $\underline{a}_{0(2)}$,

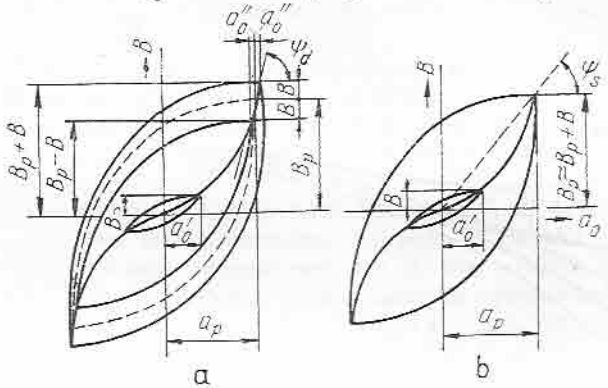


Fig. 3.34. Reprezentarea simplificată a premagnetizării alternative cînd $B_p \gg B$ [3.13]:
a — B_p și B sînt în fază; *b* — B_p și B sînt decalate reciproc cu 90°; a_0' tensiunea magnetomotoare specifică de magnetizare fără premagnetizare; a_0'' — idem cu premagnetizare; B_p — inducția de premagnetizare; B — inducția de lucru.

cît și de permeabilitatea statică μ_s dacă fazorul $\underline{a}_p$ este perpendicular pe aceștia. O imagine intuitivă asupra relațiilor pentru primul caz este arătată în fig. 3.34, *a* ($B_p \gg B$, ambele în fază). Pentru un alt caz se poate imagina deplasarea punctului de lucru pe curba de magnetizare pînă la punctul de coordonate (a_p, B_p); deoarece B se însumează fazorial cu B_p, suma lor este aproximativ egală cu B_p (fig. 3.34, *b*).

În realitate, unghiul dintre ele (B și B_p) este totdeauna diferit de zero și variabil în toată gama erorilor reale.

Înfășurarea de premagnetizare poate fi alimentată de un curent, care poate fi curentul primar sau secundar al transformatorului (adică, fie de la o sursă auxiliară, care este un element component al transformatorului și magnetizat de curentul transformatorului, sau direct de acest curent), sau care provine de la o sursă specială, așezată lîngă transformator. Primul tip de premagnetizare este propriu, al doilea este de tip exterior.

Din numărul mare de soluții diverse și a metodelor combinate de premagnetizare proprie și exterioară, menționate în literatură și în reviste, merită să fie reținute:

Premagnetizarea proprie de la transformatorul de premagnetizare auxiliar [3.16], [3.17] (fig. 3.35, *a*). Transformatorul de premagnetizare este magnetizat de curentul primar (sau secundar, ceea ce este mai puțin avantajos) și este dimensionat astfel încît să lucreze în stare de suprasaturare, pe cît este posibil, în întreaga limită de măsurat, iar tensiunea lui la ieșire să fie practic constantă. De aceea și curentul în înfășurarea de premagnetizare variază puțin cu variația curentului primar și această premagnetizare este foarte eficace, chiar dacă nu se obțin calitativ caracteris-

ticile de premagnetizare cu curent constant de la sursa exterioară. Aplicarea practică a acestei metode la transformatorul de curent în cascadă pentru tensiuni foarte înalte, conform brevetului cehoslovac nr. 80 518 [3.17] este reprezentată în fig. 5.10; alura erorilor în funcție de diferitele intensități de premagnetizare este reprezentată în fig. 3.35, *b*, *c*.

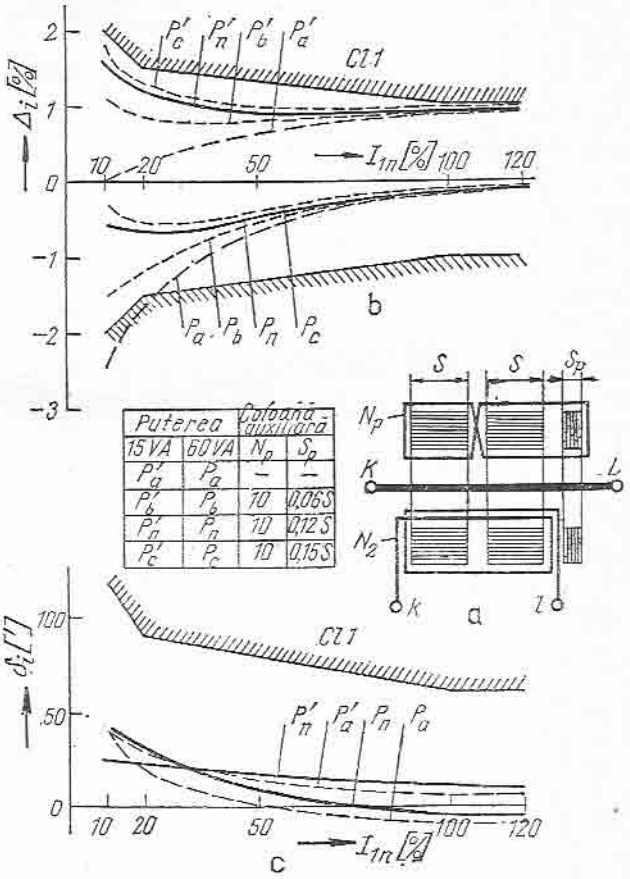


Fig. 3.35. Premagnetizarea de la un transformator de premagnetizare auxiliar:
a — schema de conexiuni; *b* și *c* — alura erorilor în funcție de secțiunea coloanei transformatorului auxiliar.

Premagnetizarea proprie cu curent secundar [3.18], [3.19]. Înfășurarea de premagnetizare este în acest caz conectată în serie cu înfășurarea secundară, sau—ceea ce de fapt este tot una — o parte din înfășurarea secundară, cu numărul de spire $2N_p$ (unde N_p este numărul necesar de spire pentru premagnetizarea înfășurării) este înfășurată pe una din părțile circuitului magnetic, iar restul numărului de spire $N'_2 = N_2 - N_p$ pe ambele părți ale lui (fig. 3.36, *a*, *b*) (se va compara cu §. 3.6.1). Sînt valabile deci relațiile:

$$F_{(1)} = N_2 I_2 + N_p I_2;$$
$$F_{(2)} = N_2 I_2 - N_p I_2, \qquad (3.49)$$

sau

$$F_{(1)} = (N_2 - N_p)\ I_2 + 2N_p\ I_2 = (N'_2 + 2N_p)\ I_2;$$
$$F_{(2)} = (N_2 - N_p)\ I_2 = N'_2 I_2. \qquad (3.50)$$

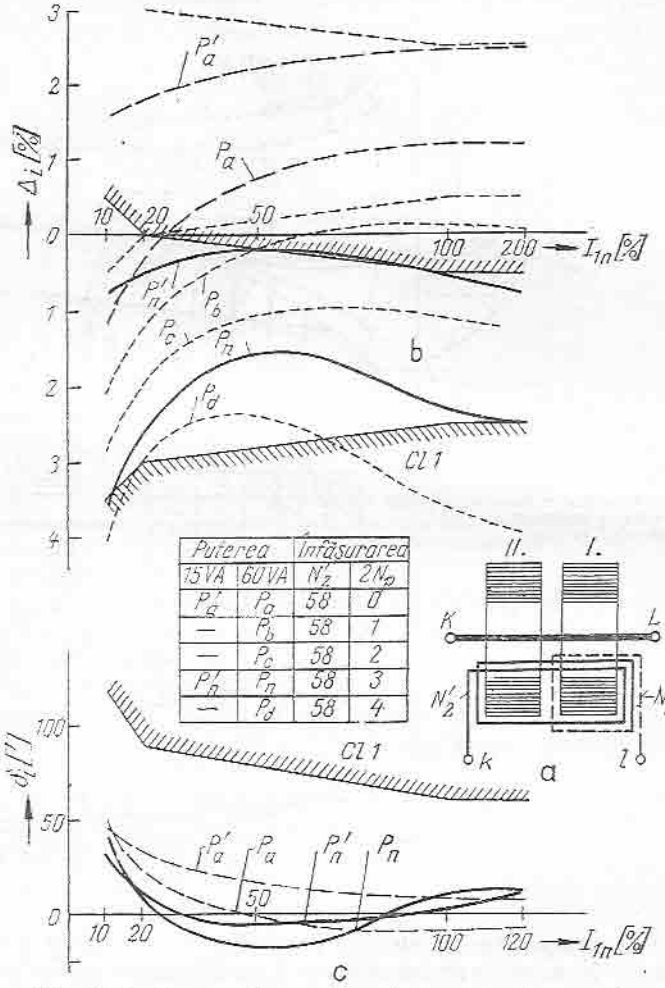


Fig. 3.36. Premagnetizarea proprie cu curent secundar:
a — schema de conexiuni; *b* și *c* — alura erorilor în funcție de numărul de spire ale înfășurării de premagnetizare N_p (miezul pe care s-a făcut încercarea este același cu cel din fig. 3.35).

Acest procedeu de premagnetizare este foarte simplu, iar constructiv și ca fabricație ușor de realizat; are însă dezavantajul că, premagnetizarea depinde complet de mărimea curetului secundar și, de aceea, la valori mici ale acestui curent (adică la limita de jos a zonei de măsurat) este puțin eficace (fig. 3.36).

Pentru înlăturarea acestei insuficiențe a fost extinsă metoda de premagnetizare dirijată [K3]. Circuitul magnetic al transformatorului este împărțit în două părți cu dimensiuni egale (fig. 3.37, *a*), iar înfășurările de premagnetizare fiind înfășurate pe acestea și conectate în sens opus sînt alimentate cu curent secundar. Paralel cu

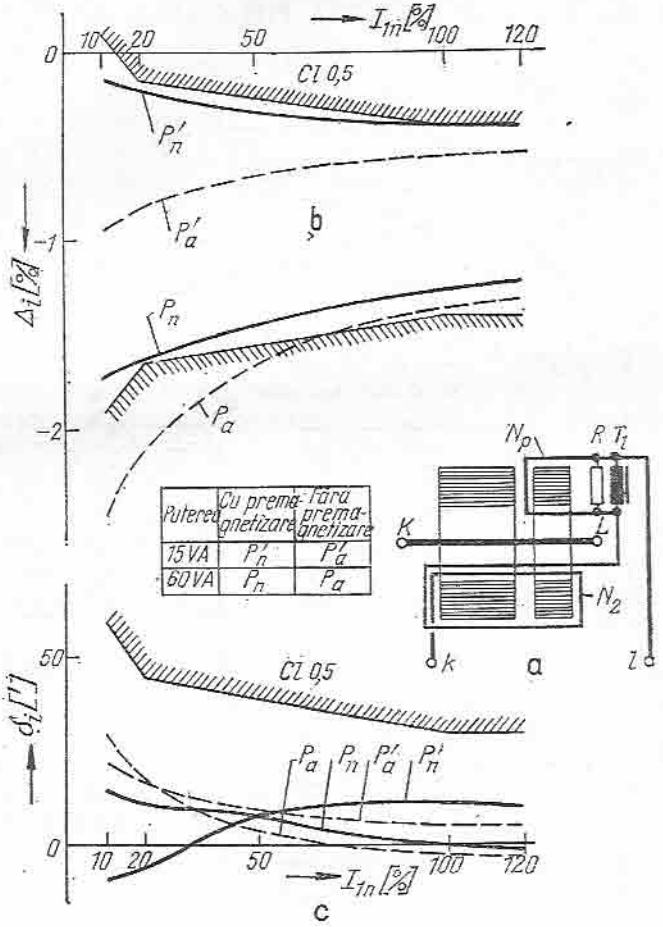


Fig. 3.37. Premagnetizarea dirijată, cu curent secundar:
a — schema de legătură; *b* și *c* — compararea alurilor erorilor cu premagnetizare dirijată și fără premagnetizare;
R — rezistență; T_l — bobină amortizoare.

acesta este legată impedanța de reglare compusă din rezistențe și o bobină amortizoare, cu care se dirijează marimea și decalajul de fază al curentului de premagnetizare. Efectul acestei premăgnetizări rezultă din fig. 3.37, *b*.

Premagnetizarea proprie, cu curent secundar, se folosește, de exemplu, la transformatoarele cu circuit magnetic în manta. Înfășurarea de premagnetizare este mon-

tată pe jug sau pe coloanele auxiliare și creează fluxul de premagnetizare Φ_p, care pe coloana din mijloc dispare ca efect al însumării tensiunilor magnetomotoare a înfășurărilor primare și secundare (fig. 3.38, *a*). Alura erorilor la un număr diferit de spire ale înfășurării de premagnetizare este arătată în fig. 3.38, *b*; efectul optim este la o premagnetizare de 30 pînă la 50 A. Prin această metodă de premagnetizare

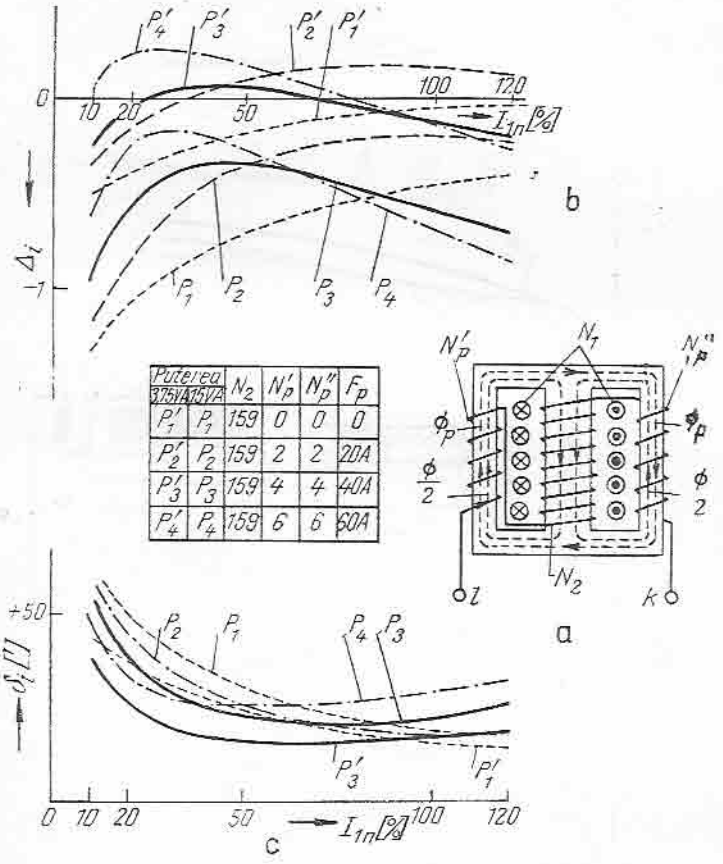


Fig. 3.38. Premagnetizarea proprie la transformatoarele cu circuit magnetic în manta:

a — schema de conexiuni; *b* și *c* — alura erorilor la un număr diferit de spire ale înfășurării de premagnetizare.

se manifestă favorabil atît influența dispersiei, cît și creșterea impedanței interioare (determinată de repartizarea înfășurării de premagnetizare și legarea ei în circuitul secundar).

La transformatoarele de curent (tip de trecere) cu circuitul magnetic în manta apare o premagnetizare arbitrară din cauza spirelor distribuite nesimetric în ferestrele circuitului magnetic, ceea ce se manifestă prin efecte nedorite, în special la transformatoarele cu curenți primari nominali mari. Acest efect este necesar să fie măcar parțial, compensat prin conectarea înfășurării de echilibrare în serie cu înfășurarea secundară (fig. 3.39, *a*).

Premagnetizarea voită (circa 30 pînă la 50 A) nu se compensează, deoarece acționează favorabil, așa cum s-a arătat mai sus. Influența nefavorabilă a premagnetizării la aceste transformatoare poate fi atenuată prin legarea înfășurării de echilibrare în scurtcircuit (fig. 3.39, *b*).

Premagnetizarea de la o sursă străină, cu un curent de frecvență triplă [3.30 și 3.21] (fig. 3.40). Această metodă de premagnetizare stabilită de Boyajian și Camilli este foarte eficace. Legătura dintre sursa exterioară și transformator trebuie să fie sigură, deoarece la deteriorarea acesteia încetează să mai funcționeze premagnetizarea și se înrăutățește mult precizia transformatorului. De aceea, aceste premagnetizări se folosesc acolo unde alte metode nu sînt avantajoase sau sînt puțin eficace, de exemplu la transformatoarele de trecere pentru curenți nominali foarte mici (fig. 3.41). Eroarea de transformare a curentului scade la această premagnetizare la circa jumătate din valoarea inițială și alura curbei de magnetizare este liniară (fig. 3.40, *c*). Sursa de curent cu frecvență triplă este formată din trei transformatoare monofazate, alimentate cu curent trifazat, ale căror înfășurări primare sînt legate în stea, iar înfășurările secundare în triunghi deschis. Zona de lucru a sursei este după cotul curbei de magnetizare. Curentul de premagnetizare rămîne în limitele prescrise, chiar la o variație în limite largi a tensiunii sursei de curent cu frecvență triplă. Influența decalajului de fază a acestui curent asupra erorilor transformatorului de măsură se neglijează. Pentru transformatoarele ce lucrează pe bazele unui sistem trifazat se mai poate obține curent de frecvență triplă de la trei miezuri saturate ale căror înfășurări sînt conectate ca în fig. 3.42 [3.22]. Premagnetizarea cu curent de frecvență nominală luat de la o sursă exterioară nu se mai folosește în prezent.

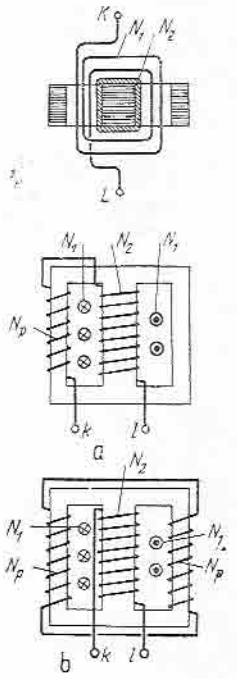
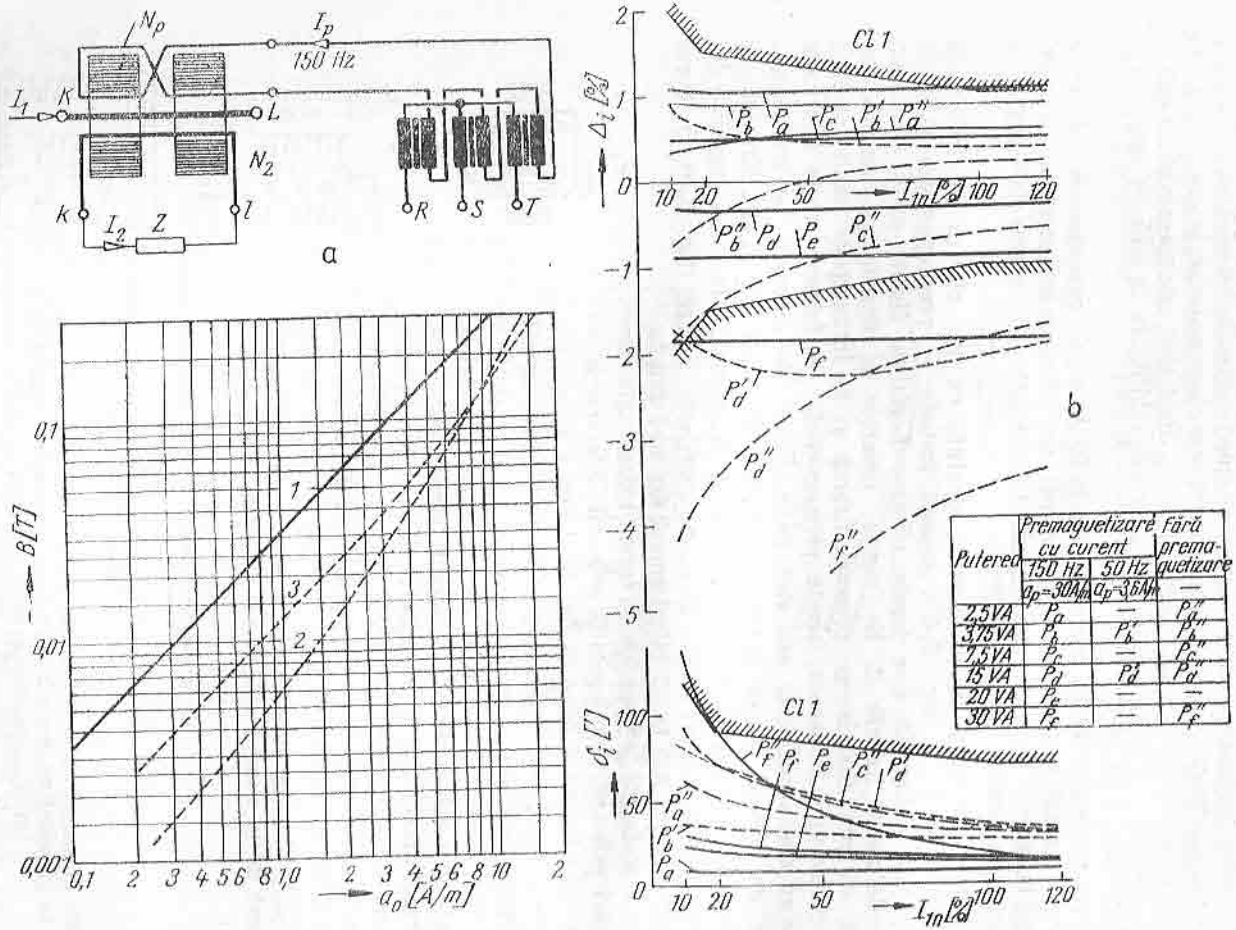


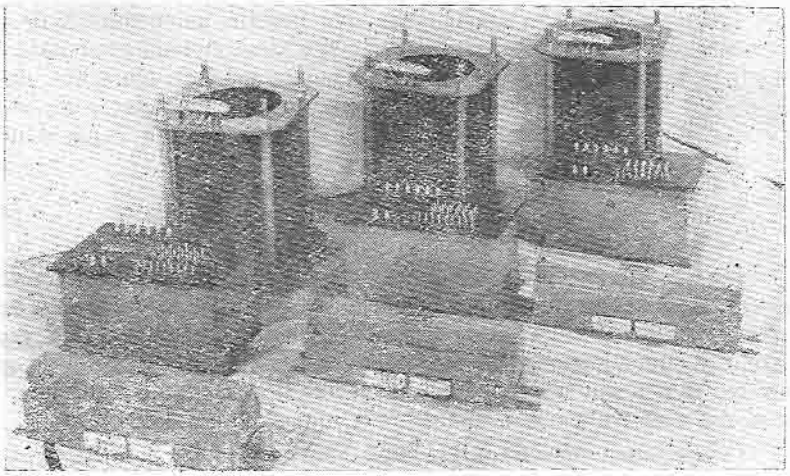
Fig. 3.39. Premagnetizarea la transformatorul de curent tip de trecere cu circuitul magnetic în manta, determinată de nesimetria tensiunii magnetomotoare primare:
a — explicația apariției; *b* — atenuarea premagnetizării prin legarea înfășurării de echilibrare înscurtcircuit.



Puterea	Premagnetizare cu curent 150 Hz a_p=30A/m	Premagnetizare cu curent 50 Hz a_p=3,6A/m	Fără premagnetizare
2,5VA	P_a	—	P''_a
3,75VA	P_b	P'_b	P''_b
7,5VA	P_c	—	P''_c
15 VA	P_d	P'_d	P''_d
20 VA	P_e	—	—
30 VA	P_f	—	P''_f

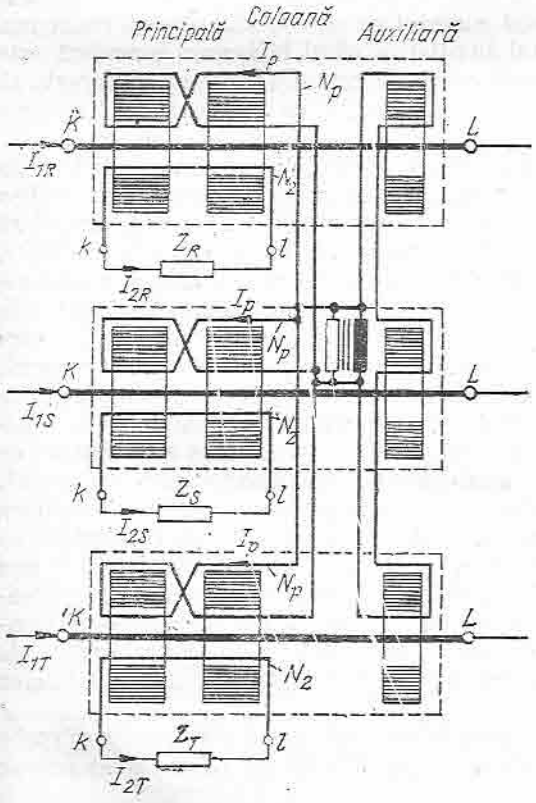
Fig. 3.40. Premagnetizarea cu curent de la o sursă străină cu frecvența triplă (150 Hz):

a — schema de conexiuni; *b* — alura erorilor la premagnetizarea cu curent de 150 Hz, 50 Hz și fără premagnetizare; *c* — alura curbelor de magnetizare la un curent de premagnetizare; *1* — la 150 Hz; *2* — fără premagnetizare, *3* — la 50 Hz;



↑

Fig. 3.41. Grupă de trei transformatoare de curent tip suport, de tipul NAR 2301, 0,5 kV, 150/5 A, 15 VA, Cl = 0,5, cu accesorii de măsură şi surse pentru premagnetizarea miezului cu curent de 150 Hz. Transformatoarele sînt destinate a fi montate pe barele de trecere ale unei staţii de 110 kV (EJF Brno).



← Fig. 3.42. Schema de legături a trei transformatoare de curent, funcţionînd pe barele unui sistem trifazat şi compensate cu curent de premagnetizare de 150 Hz furnizat de trei transformatoare de curent auxiliare, alimentate cu curent primar trifazat.

Influența premagnetizării, care este practic independentă de curentul transformatorului (de exemplu, ca în prima și ultima metodă prezentată mai sus asupra alurii caracteristicii de supracurent și asupra mărimii factorului de saturație este, de obicei, neglijabilă. Premagnetizarea cu curent secundar schimbă însă alura caracteristicii de supracurent, reducînd astfel valoarea factorului de saturație (fig. 3.43).

3.6.4. Legătura artificială de compensare a erorilor

Un alt mijloc, destul de complicat, de mărire a preciziei constă în adoptarea de scheme de conexiuni artificiale. Are importanță acolo unde nu este avantajoasă premagnetizarea sau unde este necesar să se reducă, în primul rînd, eroarea de unghi, care, așa cum s-a menționat în §. 3.6.1, nu poate fi influențată de corecția de înfășurare. Există multe propuneri de scheme de conexiuni artificiale, dar în cele ce urmează sînt tratate numai cele mai importante dintre ele.

Compensarea erorii de unghi după Nölky [S6] (fig. 3.44). Curentul secundar al transformatorului trece prin reactanța T_t, care are circuitul magnetic din material cu permeabilitate mare. Căderea de tensiune de pe reactanța T_t care este în avans cu 90° față de curentul I_2, influențează curentul cu care se alimentează rezistența înfășurării primare a transformatorului auxiliar, a cărui înfășurare secundară este legată la bornele de ieșire ale transformatorului de curent. Cu rezistența R se reglează concordanța de fază a căderii de tensiune și a curentului de compensare de la transformatorul auxiliar.

Compensarea erorii de unghi după Wellings și Mayo [3.16]. Acest sistem de compensare (fig. 3.45, *a*, *b*) este foarte eficace. Transformatorul este format dintr-o înfășurare primară comună, un miez principal prevăzut cu înfășurarea secundară principală și miezul auxiliar, care lucrează în zona saturată a curbei de magnetizare. În înfășurarea secundară auxiliară, montată pe ambele miezuri, se induce o tensiune decalată față de curentul primar, cu circa 90° în avans. Înfășurarea auxiliară este conectată în scurtcircuit prin rezistența R și prin ea trece curentul auxiliar I_d, care se adună fazorial cu curentul primar, formînd curentul I'_1, căruia îi corespunde în circuitul secundar curentul I'_2. Unghiul dintre curentul I'_2 și I_1 este mai mic decît unghiul dintre curentul I_2 și I_1. Reducerea necesară a erorii de unghi se realizează cu ajutorul rezistenței R. În fig. 3.45, *c*, *d* sînt prezentate alte sisteme de compensare propuse de aceiași autori, combinate cu compensarea erorii de curent. Înfășurarea secundară principală are cîteva spire chiar pe miezul auxiliar. Tensiunea secundară la borne este dată de suma tensiunilor ambelor părți ale înfășurării secundare A și B (fig. 3.45, *d*). Ambele componente ale tensiunii sînt decalate una față de cealaltă cu un unghi de circa 90°, iar curentul de mers în gol I_0 este perpendicular pe tensiunea $\underline{U}_A$ de la miezul principal. Prin aceasta se mărește — în comparație cu transformatorul fără compensație — unghiul φ_t și se reduce eroarea de curent. Aceste două metode de compensare sînt parțial dependente de mărimea sarcinii.

Scopul legăturilor artificiale prezentate în continuare este obținerea unei curbe de magnetizare cît mai liniară și prin aceasta un ecart de eroare de curent practic zero în întregul domeniu de măsură.

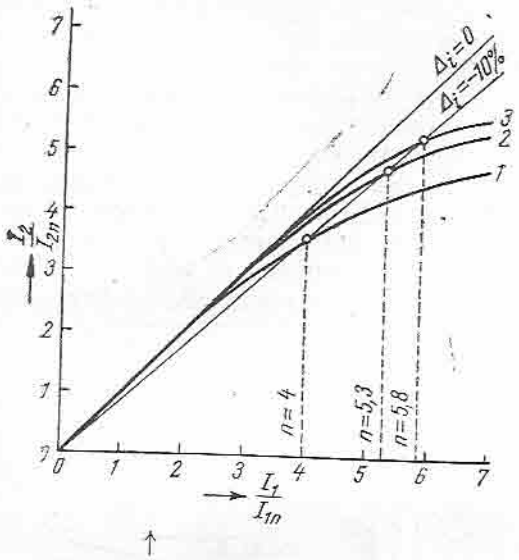


Fig. 3.43. Alura caracteristicii de supracurent pentru diferite metode de premagnetizare:

1 — transformator la care premagnetizarea se face cu curent secundar; *2* — transformator la care curentul de premagnetizare se ia de la un transformator auxiliar, alimentat de curentul primar; *3* — transformator fără premagnetizare.

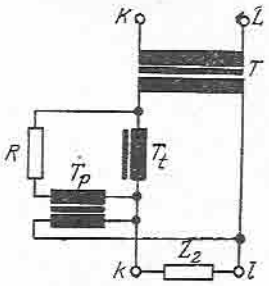


Fig. 3.44. Compensarea erorii de unghi după Nölký, schema de conexiuni:

T — transformator de curent, T_t — reactanță, *R* — rezistență, *Tp* — transformator auxiliar, Z_2 — sarcină.

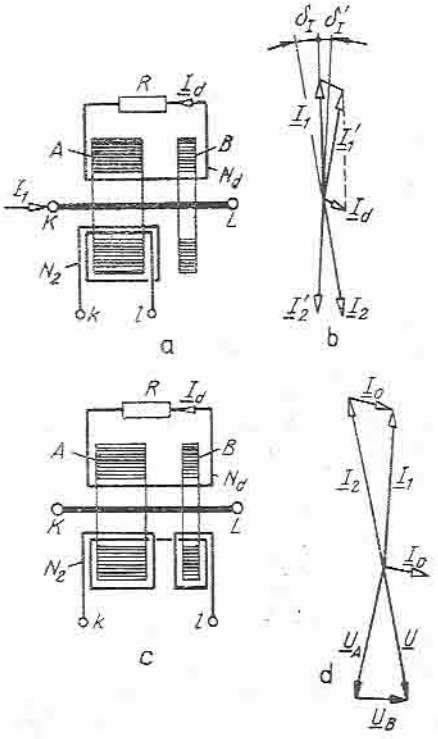


Fig. 3.45. Compensarea erorii de unghi și a erorii de curent după Wellings și Mayo:

a — schema de conexiuni pentru compensarea erorii de unghi; *b* — diagramă fazorială a curenților; *c* — schema de conexiuni pentru compensarea erorii de curent și a erorii de unghi; *d* — diagrama fazorială a curenților și tensiunilor;
A — miezul principal; *B* — miezul auxiliar.

Compensarea Wilson [3.24 și 3.25] (fig. 3.46). În interiorul miezului transformatorului este executat un orificiu, prin care secțiunea este împărțită în două părți neegale; pe cea mai mică este așezată înfășurarea de compensație cu numărul de spire N_d conectat în serie cu înfășurarea secundară, dar cu polaritatea inversă. Curentul secundar, care trece prin înfășurarea de compensație, creează fluxul magnetic auxiliar $\underline{\Phi}_d$ de același sens ca și fluxul principal $\underline{\Phi}$. Această mărire a fluxului are loc, în special, în zona de început a limitei de măsurat, cînd transformatorul lucrează pe porțiunea de început a curbei de magnetizare. La un curent mai mare are loc saturarea părții B a miezului, astfel încît influența fluxului auxiliar nu se mai manifestă. Influența acestei compensări asupra alurii curbelor de magnetizare este reprezentată în fig. 3.46, *b* [3.26]; și în acest caz, creșterea impedanței interioare

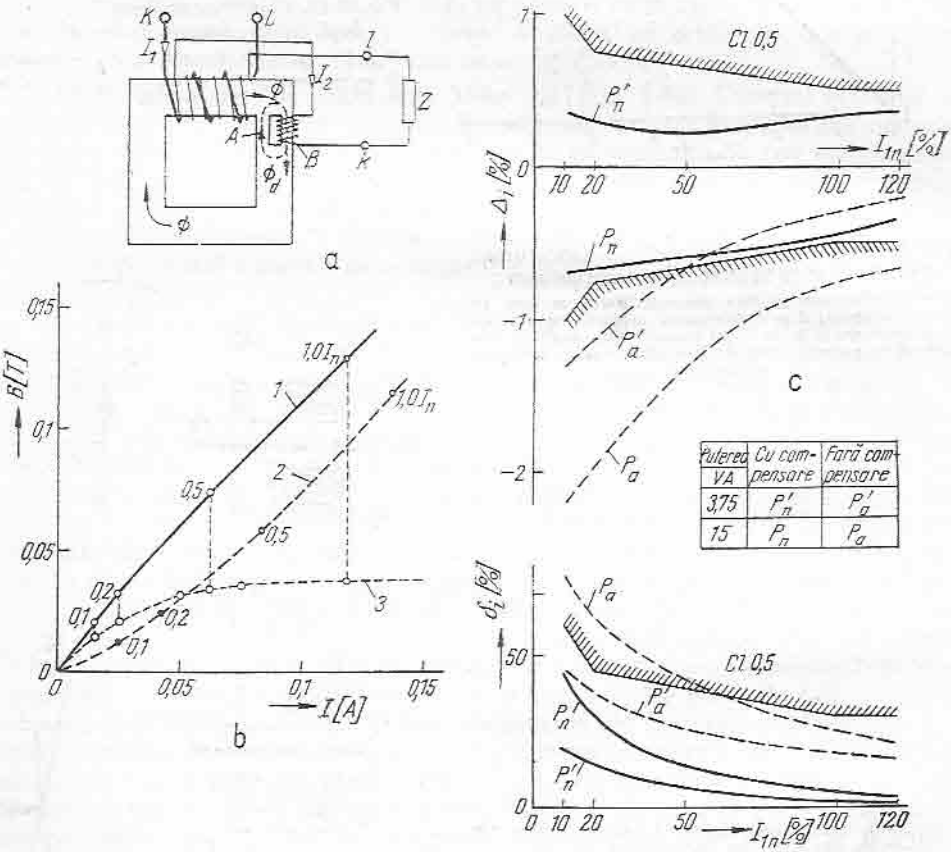


Fig. 3.46. Compensarea erorii de curent după Wilson:

a — schema de conexiuni; *b* — alura curbei de magnetizare; *1* — curba de magnetizare a circuitului magnetic rezultant; *2* — curba de magnetizare a circuitului magnetic fără compensare; *3* — curba de magnetizare a circuitului magnetic auxiliar; *c* — compararea alurilor curbelor de erori ale transformatorului fără compensare și cu compensare după Wilson, combinată cu spira scurtcircuitată pentru reducerea erorii de unghi.

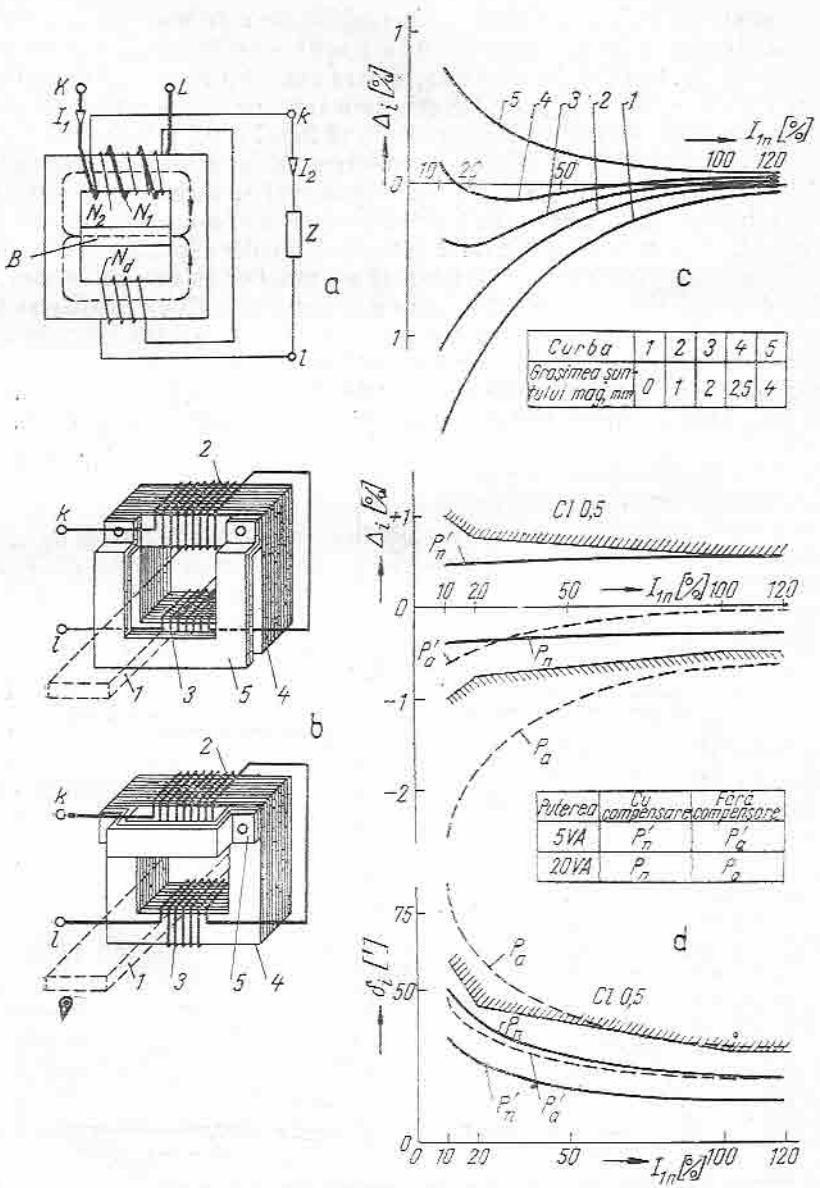


Fig. 3.47. Compensarea cu şunt magnetic după MEI:

a — schema de conexiuni (*B* — şunt magnetic); *b* — realizarea constructivă a miezurilor transformatorului de curent cu şunt; *1* — conductor primar; *2* — înfăşurare secundară; *3* — înfăşurare de compensare; *4* — miez; *5* — şunt magnetic; *c* — alura erorilor de curent pentru diferite grosimi ale şuntului magnetic; *d* — compararea curbelor de erori ale transformatorului de curent fără compensare şi cu compensare cu şunt magnetic.

are o influență favorabilă. Prin acest procedeu, eroarea de unghi nu se poate practic compensa; aceasta se poate obține însă cu o spiră scurtcircuitată plasată pe partea B a miezului (fig. 3.46, *c*). Prin aceasta, sarcina admisă pentru clasa de precizie dată se poate mări de circa 1,5 pînă la 1,8 ori. Asemănătoare este și compensarea cu șunt magnetic, realizată de către MEI (fig. 3.47) [2.27]. Partea principală a circuitului magnetic este construită din tablă de transformator, iar șuntul din material cu permeabilitate mare. La curenți mici, fluxul principal se închide prin șunt, cealaltă parte a miezului fiind magnetizată de către înfășurarea de compensație N_d, care fiind conectată în serie cu înfășurarea secundară, produce saturarea acestei porțiuni a circuitului magnetic. Acțiunea combinată a fluxurilor au ca rezultat alura liniară a curbei de magnetizare pe toată limita de măsurat (fig. 3.47, *c*). Analizarea teoretică a acestei metode, care poate fi considerată ca metodă de compensare prin utilizarea dispersiei de premagnetizare, a fost efectuată de Pencev [3.28].

Compensarea Schwager [3.29 și 3.30]. Acest mod de compensare urmărește, de asemenea, obținerea unei aluri liniare a curbei de magnetizare (fig. 3.48).

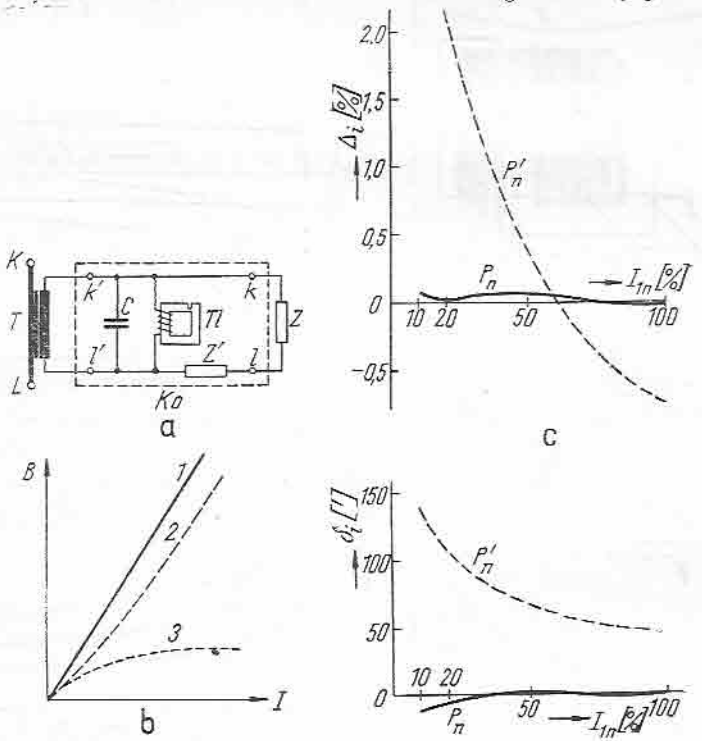


Fig. 3.48. Compensarea erorilor, după Schwager:

a — schema de conexiuni; *b* — alura curbei de magnetizare; *c* — compararea alurilor curbelor de erori ale transformatorlui cu compensare P_n și fără compensare P'_n; *T* — transformatorul principal; K_o — dispozitivul de compensare; *C* — condensator; *Tl* — bobină de amortizare; *Z'* — sarcină suplimentară; *Z* — sarcină; *1* — curba de magnetizare a transformatorului cu compensare; *2* — a transformatorului fără compensare; *3* — a bobinei de amortizare pentru compensare *Tl*.

Înfășurarea secundară a miezului principal al transformatorului are conectată în paralel bobina de reactanță cu circuit magnetic. Miezul principal este astfel dimensionat, încît zona de lucru să fie la începutul curbei de magnetizare, în timp ce bobina de reactanță este foarte saturată, iar zona ei de lucru este cotul curbei de magnetizare (fig. 3.48). Acțiunea comună a ambelor miezuri are drept consecință o alură liniară a curbei de magnetizare rezultantă și, prin aceasta, un ecart al erorilor de curent practic egal cu zero; ajustarea precisă a ambelor elemente în așa fel încît această condiție să fie îndeplinită ideal, este foarte grea. Pentru micșorarea erorii de curent, această compensare se completează cu încă un condensator conectat în paralel cu înfășurarea secundară sau cu înfășurarea auxiliară a bobinei de amortizare. Dezavantajul acestei metode de compensare este dependența eficacității de sarcină existentă.

Transformatoare de curent tip bară. Eroarea de transformare a curentului la acest tip de transformator se poate reduce prin diferite metode. După metoda Brooks și Holtz [3.31] (fig. 3.49) se construiesc miezuri cu înfășurările primare și secundare legate în serie. Circuitul magnetic al transformatorului este format din două miezuri, un miez principal, A, dimensionat în funcție de sarcina Z_{2n} și un miez auxiliar, B pe care sînt prevăzute înfășurările cu rol de compensare. Una dintre înfășurările de pe miezul B are același număr de spire ca și înfășurarea secundară de pe miezul A. Tensiunea indusă în această înfășurare este dependentă de diferența geometrică dintre tensiunile magnetomotoare primară și secundară și produce curentul $\underline{I}_3$. Acest curent se însumează fazorial cu curentul $\underline{I}_2$, formînd curentul rezultant $\underline{I}'_2$ (fig. 3.49, *b*). Pentru curentul de magnetizare al miezului B este valabilă relația

$$\underline{I}'_0 = \underline{I}_3 + \underline{I}_0. \tag{3.51}$$

Dezavantajul acestei metode constă în faptul că sarcina este conectată la două circuite de curent, prin care trec curenții $\underline{I}_2$ și $\underline{I}_3$. Acest neajuns este înlăturat prin realizarea metodei elaborate de Boyajian și Skeats (fig. 3.50) [3.32]. În principiu,

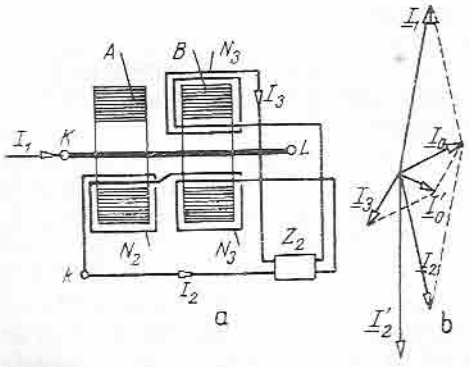


Fig. 3.49. Compensarea erorilor în două trepte, după metoda Brooks și Holtz:
a — schema de conexiuni; *b* — diagrama fazorială.

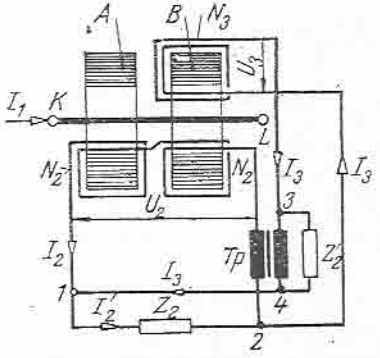


Fig. 3.50. Compensarea în două trepte a erorii prin metoda Boyajian și Skeats: schema de conexiune.

această metodă este identică cu cea din fig. 3.49, *b* însă pentru ca curentul $\underline{I}_3$ să nu influențeze reciproc circuitele secundare și primare, se include transformatorul auxiliar T_p cu raportul de transformare 1 : 1, care face ca tensiunea aplicată sarcinii Z_2, dintre bornele *1* și *2*, să fie la fel de mare, dar de polaritate inversă față de tensiunea de compensare dintre bornele *3* și *4* la sarcina Z'_2. Această condiție este îndeplinită dacă $Z_2 = Z'_2$. În acest caz se poate scrie relația

$$\underline{U}_2 = (\underline{I}_2 + \underline{I}_3)\, Z_2 + (\underline{I}_2 - \underline{I}_3)\, Z'_2 \tag{3.52}$$

și, dacă $Z_2 = Z'_2$, rezultă că

$$\underline{U}_2 = 2\underline{I}_2 Z_2. \tag{3.53}$$

Din această tensiune se scade tensiunea, relativ mică, dată de miezul B

$$\underline{U}_3 = (\underline{I}_2 + \underline{I}_3)\, Z_2 - (\underline{I}_2 - \underline{I}_3)\, Z'_2, \tag{3.54}$$

iar pentru $Z_2 = Z'_2$ rezultă

$$\underline{U}_3 = 2\underline{I}_3 Z'_2. \tag{3.55}$$

Pentru ca această schemă să fie eficace, trebuie ca miezul auxiliar B să fie făcut din material cu o permeabilitate mare. Dezavantajul constă în faptul că schema este foarte complicată, iar sarcina de compensare Z'_2 trebuie să se modifice o dată cu sarcina Z_2, în așa fel, încît Z să fie egal cu Z'.

Legarea diferențială a două miezuri (fig. 3.51). Această metodă impune ca miezurile și înfășurările secundare să fie astfel dimensionate, încît erorile de transformare a curentului ale ambelor miezuri să fie identice ca mărime, dar de polaritate inversă. Prin sarcină trece diferența de curent de la ambele miezuri, erorile de transformare se anulează reciproc și transformatorul lucrează fără erori. Realizarea constructivă nu este de loc ușoară, deoarece pentru obținerea condiției menționate este necesar ca miezul auxiliar să aibă lungimea medie a liniei de forță, un multiplu al lungimii medii a liniei de forță a miezului principal. Proprietățile magnetice ale materialelor utilizate pentru ambele miezuri trebuie să fie identice. Acest dezavantaj se înlătură prin aplicarea schemei de legare diferențială, după Hanuš [3.33] (fig. 3.52), al cărei principiu este de compensare a tensiunii electromotoare.

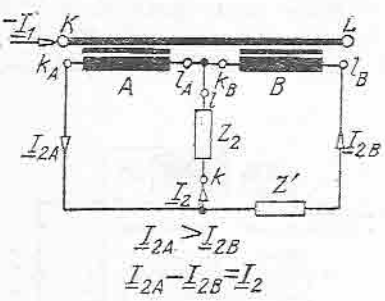


Fig. 3.51. Legarea diferențială a două miezuri pentru compensarea erorilor.

Transformatorul are două miezuri ale căror înfășurări sînt legate în serie. Miezul principal A este dimensionat pentru o sarcină mică și din această cauză numărul de spire corespunde raportului de transformare nominal al transformatorului; la bornele secundare se conectează circuitul exterior, compus, din sarcina Z_2 și din sarcina de compensare Z'_2. Sarcina de compensare Z'_2 este alimentată simultan și de înfășurarea miezului auxiliar B. Înfășurările ambelor miezuri sînt astfel conectate încît,

prin sarcina de compensare trece diferența curenților dați de ambele miezuri. Numărul de spire pentru miezul auxiliar se alege în așa fel, încît curentul de compensare I_d să fie mai mare decît cel nominal, de obicei se ia de două ori mai mare. La această conexiune, miezul principal nu este încărcat și, deci, curentul de magnetizare este mic, transformarea făcîndu-se ca la transformatorul ideal, fără erori. Tensiunea totală la sarcina totală este

$$\underline{U} = \underline{U}_b + \underline{U}_{12} = \underline{I}_2 Z_2 + \underline{I}_2 Z_{2i} = \underline{I}_2 (Z_2 + Z_{2i}) \tag{3.56}$$

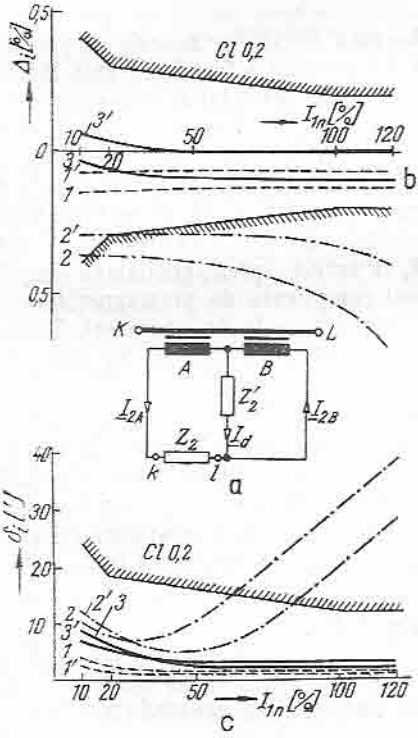


Fig. 3.52. Legarea diferențială a transformatorului de curent cu compensarea tensiunii electromotoare după Hanuš:

a — schema de conexiuni; *b* și *c* — variația erorilor transformatorului de curent tip bară 600/5 A, clasa de precizie 0,2, P_n = 10 VA, funcție de curent, cu compensarea sarcinii introduse de conductoarele de legătură în circuitele secundare. Rezistența conductoarelor de legătură este 1,2 Ω (adică puterea de 30 VA), transformatorul *B* are clasa de precizie *3* și este de 40 VA; *1*, *1'* — puterea 10 și 2,5 VA (fără puterea de 30 VA dată de conductoarele de legătură) la transformatorul *A*; *2*, *2'* — puterea (10 + 30) și (2,5+30) VA (adică inclusiv puterea consumată) la transformatorul *A* și *B*, înfășurările secundare fiind legate în serie; *3*, *3'* — puterea (10+30) și (2,5+30) VA, transformatorul este conectat conform schemei *a*, puterea 30 VA este compensată.

și această tensiune trebuie compensată cu tensiunea de polaritate inversă de la sarcina de compensare Z'_2, prin care trece diferența de curenți $\underline{I}_d = \underline{I}_2$ ($I_d > I_2$). Dacă $p' = I_d/I_2 > 1$, atunci mărimea sarcinii de compensare este dată de relația

$$Z'_2 = \frac{Z_2 + Z_{2i}}{p' - 1}. \tag{3.57}$$

Și în acest caz, pentru fiecare mărime a sarcinii Z_2 trebuie reglată mărimea sarcinii de compensare Z'_2. Această metodă poate fi aplicată cu succes pentru compensarea căderilor de tensiune pe conductoarele de legătură de la transformator la sarcină, în special la conductoarele de legătură lungi (fig. 3.52, *b*). Precizia transformatorului auxiliar *B* nu trebuie să fie prea mare.

Scopul soluțiilor de premagnetizare descrise. Metodele de premagnetizare și conexiunile artificiale de compensare a erorilor arătate au ca scop obținerea preciziei necesare cu o economie importantă de material magnetic scump sau mărirea puterii nominale la aceeași precizie și la aceleași dimensiuni ale circuitului magnetic. Dezavantajele constau în complexitatea construcției la montare și exploatare. De aceea, alegerea soluției de premagnetizare sau de legare artificială trebuie să fie determinată de considerente economice și de o funcționare corespunzătoare în exploatare, stabilindu-se în concluzie dacă avantajul construcției alese compensează și dezavantajele ei [3.23].

Perioada cea mai importantă pentru elaborarea diferitelor metode de premagnetizare, a legăturilor artificiale și a folosirii lor practice a fost între anii 1925 și 1945. Introducerea și, ceea ce este mai important, prețul accesibil al noilor materiale magnetice (al tablelor cu cristalele orientate și al aliajelor magnetice de nichel de tipul Permalloy), a permis constructorilor să livreze, în general, tipuri fără premagnetizare și conexiuni artificiale, fie să se limiteze numai la acele metode, prin care aceste produse se realizează simplu și sînt cele mai puțin dificile în exploatare. După cum se constată din literatura brevetelor din ultimii ani, care este încă abundentă, în domeniul tensiunilor foarte înalte se aplică, în special, premagnetizarea simplă, în timp ce legăturile artificiale și metodele mai complicate de premagnetizare se utilizează numai la transformatoarele speciale (cum sînt cele de laborator). Transformatoarele de curent moderne de înaltă tensiune sînt în majoritatea lor fără premagnetizare.

Dintre metodele de premagnetizare descrise se folosesc în prezent cel mai mult: premagnetizarea proprie de la transformatorul auxiliar de premagnetizare (în special la tensiunile foarte înalte și la cîteva tipuri constructive de înaltă tensiune, fig. 3.35 și 5.10); premagnetizarea proprie cu curent secundar (la cîteva tipuri pentru tensiune înaltă) (fig. 3.36—3.38) și premagnetizarea cu curent de la o sursă exterioară cu frecvența triplă (la transformatoarele tip bară cu curenți primari mici; fig. 3.40 — 3.42). Dintre toate conexiunile artificiale, în U. R. S. S. se folosește cel mai mult metoda de compensare a erorilor cu șunt magnetic (fig. 3.47).

3.7. Transformatoare cu mai multe înfășurări secundare

Pentru a putea alimenta de la un transformator de curent mai multe circuite secundare separate, care impun condiții diferite în ceea ce privește caracteristicile funcționale (P_n, Cl și n_n), realizîndu-se în acest fel economii atît de investiții, cît și ca suprafață necesară în stație, se folosesc transformatoare cu mai multe înfășurări secundare. De obicei sînt cîte două, una pentru măsură, cealaltă pentru protecție, iar alteori sînt mai multe, în special la tensiunile foarte înalte (de exemplu, prima pentru aparatele indicatoare, a doua pentru aparatele înregistratoare, a treia pentru protecția de distanță și a patra pentru protecția de punere la pămînt).

Transformatorul cu mai multe înfășurări secundare poate fi realizat în două moduri și anume: fie cu mai multe miezuri, cînd fiecare înfășurare secundară este

montată pe un circuit magnetic independent (fig. 3.53), fie ca o cascadă electromagnetică, în care transformatorul de curent cu un miez, ca element superior, alimentează elementul inferior al cascadei, puterea totală a cascadei distribuindu-se în înfășurările secundare separate (v. subcap. 3.8).

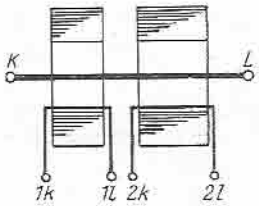


Fig. 3.53. Transformator de curent cu două miezuri:
1k — 1l — bornele pentru legarea aparatelor de măsură; *2k — 2l* — bornele pentru legarea protecției.

Din punctul de vedere funcțional, transformatorul de curent cu mai multe înfășurări se poate considera ca reprezentînd mai multe transformatoare de curent independente, ale căror înfășurări primare sînt legate în serie. De aceea, înfășurările secundare separate sînt complet independente și fiecare dintre ele poate fi adaptată independent ca să poată satisface condițiile care i se impun, fără a influența pe celelalte.

3.8. Cascada electromagnetică a transformatoarelor de curent

Transformarea curentului din circuitul primar în circuitul secundar se poate face fie într-o treaptă (v. fig. 3.1), fie în cîteva trepte de transformare, conectate electric în așa fel, încît înfășurarea secundară a primei trepte să alimenteze înfășurarea primară a treptei a doua; înfășurarea secundară a treptei a doua alimentează înfă-

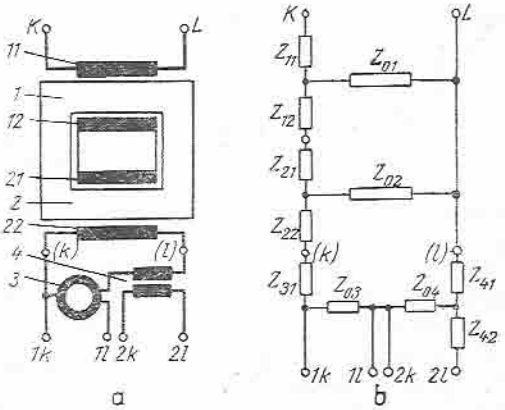


Fig. 3.54. Cascada electromagnetică în trei trepte:
— prima treaptă de transformare; *2* — a doua re aptă de transformare (cu circuit magnetic comun); *3,4* — a treia treaptă de transformare (treapta de ieșire); *11* — înfășurarea primară a primei trepte; *12* — înfășurarea secundară a primei trepte; *21* — înfășurarea primară a treptei a doua; *22* — înfășurarea secundară a treptei a doua (*12* și *21* formează împreună înfășurarea de legătură); *3* — autotransformator de ieșire pentru aparate de măsură *1 k — 1l*; *4* — transformator de ieșire pentru protecție *2k — 2l*.

șurarea primară a treptei a treia etc. Cea de-a doua schemă se numește cascadă electromagnetică (transformator de curent în cascadă). Două trepte de transformare pot avea un circuit magnetic comun (fig. 3.54) [3.34].

Rezolvarea problemei, în ceea ce privește alegerea transformatoarelor de curent în cascadă, se face ținînd seama de diferite condiții, de exemplu:

1. Transformatoarele cu stabilitate mare la scurtcircuit (v. § 5.8.3.) pot fi realizate ca o cascadă în două trepte, dintre care, prima va avea o stabilitate mare la scurtcircuit, dar tensiune mică de izolare, a doua putînd fi cu stabilitate mică la scurtcircuit, dar izolația ei putînd suporta aproape toată tensiunea dintre părțile primară și secundară.

2. De cele mai multe ori, cascada electromagnetică se combină cu cascada de izolare și în acest caz, solicitarea totală dintre intrarea și ieșirea cascadei este repartizată (pe cît posibil uniform) pe cîteva nivele de izolare (se folosește la transformatoarele de foarte înaltă tensiune — v. cap. 4).

Conform fig. 3.54, eroarea de curent a cascadei electromagnetice α_i este suma fazorială a erorilor de curent ale treptelor separate de transformare, de unde, se pot deduce și erorile lor Δ_i și δ_i (fig. 3.55).

Suma fazorială a tuturor rezistențelor și reactanțelor înfășurărilor reprezentate în schema echivalentă, începînd de la nodul cuadripolului T al primului element din cascadă și pînă la bornele secundare ale ultimului element se consideră ca impedanță de trecere sau sarcină interioară a cascadei. Fiecare treaptă are o impedanță proprie, care reprezintă o sarcină pentru treapta anterioară a cascadei. Datorită acestui fapt, puterea treptelor pe direcția de la bornele secundare spre bornele primare ale cascadei crește destul de repede. Cu mărirea numărului de trepte de transformare crește sarcina interioară a cascadei și scade precizia ei, atît în zona de lucru

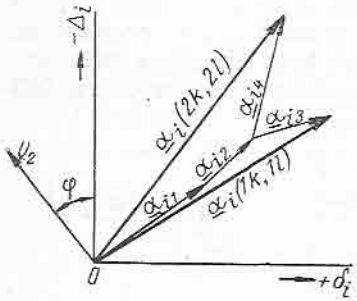


Fig. 3.55. Erorile de curent ale cascadei electromagnetice în trei trepte cu două înfășurări secundare: α_{i1}, α_{i2}, α_{i3}, α_{i4} sînt erorile de curent ale treptelor separate (conf. fig. 3.54); $\alpha_i(1k,1l)$ $\alpha_{i(2k,\,2l)}$ sînt erorile de transformare rezultante la bornele $1k$ — $1l$, $2k$ — $2l$.

standardizată, cît și în zona de supracurent și, aceasta, de două ori mai repede decît crește numărul de trepte. Caracteristica de supracurent a întregii cascade se determină prin caracteristicile de supracurent ale treptelor separate, deoarece curentul primar al unei anumite trepte este curentul secundar al treptei precedente (a se compara cu subcap. 10.5). Prin aceasta, caracteristica de supracurent și coeficientul de saturație al întregii cascade sînt influențate cel mai mult de acea treaptă, care încărcată cu sarcina exterioară are un circuit magnetic ce se saturează mai repede. Dacă precizia cascadei trebuie realizată pentru un număr mare de trepte de transformare, este necesar ca treptele mai apropiate de bornele primare să fie dimensionate mai larg (tensiune magnetomotoare nominală cu valoare mare și o secțiune mare a circuitului magnetic). Cînd cascada trebuie să aibă proprietăți funcționale con-

venabile obținute prin mijloace economice, numărul de trepte nu poate fi mărit prea mult.

Puterea cascadei electromagnetice se împarte — atît cît este necesar — în cîteva trepte separate, în așa fel, încît ultima treaptă (care are potențialul pămîntului) să fie sau un transformator de ieșire de curent cu cîteva miezuri independente, care împreună cu înfășurările lor, sînt adaptate condițiilor și proprietăților impuse pentru bornele secundare, sau un complet de borne secundare, adică un set de cîteva transformatoare independente, completate dacă este necesar cu alte elemente pentru îmbunătățirea proprietăților funcționale ale treptelor independente (cu impedanțe conectate diferit). Un transformator de acest fel poate fi realizat ca un autotransformator (fig. 3.54).

Corecția de înfășurare la transformatoarele de curent în cascadă se poate repartiza pe anumite trepte: de exemplu: corecția brută pentru înfășurare — la prima treaptă și corecția fină a înfășurării — la ultima treaptă. La transformatoarele în cascadă în ulei, la care treptele, de la prima pînă la penultima sînt în ulei, iar ultima treaptă este în aer, montată în cutia ce formează căruciorul, există avantajul realizării corecției brute a înfășurării la treptele ce urmează a fi scufundate în ulei în timpul montării, în timp ce corecția fină se realizează abia la măsurarea finală a preciziei, la treapta de ieșire, care rămîne accesibilă chiar după umplerea transformatorului cu ulei.

Un dezavantaj important al transformatorului de curent în cascadă cu multe înfășurări secundare este acela că, dacă la diversele înfășurări secundare sînt impuse condiții diferite în ceea ce privește clasa de precizie, sarcina nominală și coeficientul nominal de saturație, atunci, este necesar ca toate treptele — de la prima pînă la penultima — să fie dimensionate în așa fel încît cascada să permită la bornele de intrare ale ultimei trepte (a transformatorului de ieșire sau a unui set de transformatoare) o sarcină egală cu suma puterilor la ieșire, și aceasta pentru clasa de precizie cea mai mare și pentru cel mai mare coeficient nominal de saturație. Modificarea mărimii sarcinii pentru una dintre înfășurările secundare influențează relațiile electrice și magnetice și prin aceasta și mărimea erorii la toate treptele anterioare, care sînt comune pentru toate înfășurările secundare de ieșire. În aceste condiții, înfășurările secundare nu mai pot fi considerate independente reciproc, deoarece erorile fiecăruia dintre ele se modifică o dată cu modificarea sarcinii pe celelalte înfășurări. De aceasta trebuie să se țină seama atît la dimensionarea lor, cît și la măsurarea preciziei cascadei (v. cap. 11). Cu toate aceste deficiențe, transformatorul de curent în cascadă este folosit pentru funcționarea în domeniul tensiunilor foarte înalte.

3.9. Autotransformatorul de curent

Deoarece una dintre proprietățile caracteristice ale transformatoarelor de măsură este aceea că izolează circuitul primar (care are tensiune înaltă sau foarte înaltă) de circuitul secundar (care poate fi legat la pămînt), autotransformatorul de curent nu prezintă importanță prin el însuși. Se folosește, uneori, într-o măsură tot mai mică, în conexiunile artificiale ca element pentru compensarea erorilor, în

înfășurările de ieșire ale ultimei trepte, la transformatoarele de curent în cascadă cu mai multe înfășurări secundare.

Schema autotransformatorului de curent (pentru ambele sensuri de alimentare) este reprezentată în fig. 3.56, *a*, *b*. Mărimile care se referă la înfășurarea serie au indicele *s*, iar la cea comună — *p*. Este valabilă relația

$$a_s = \frac{I_s N_s}{l_m}\ ;\quad a_p = \frac{I_p N_p}{l_m}\ [\text{A/m};\ \text{A, m}] \tag{3.58}$$

$$a_s = a_p = a_v. \tag{3.59}$$

Eroarea de curent a autotransformatorului este

$$\underline{\alpha}_i = \frac{\underline{a}_0}{\underline{a}_v} \cdot \frac{p-1}{p} \cdot 100 = \frac{\underline{a}_0}{\underline{a}} \cdot 100\ [\%;\ \text{A/m}]. \tag{3.60}$$

Tensiunea magnetomotoare a_v se referă la puterea interioară (de tip), iar

$$a = \frac{a_v p}{p-1} = \frac{I_1 N_p}{l_m} = \frac{I_2 (N_s + N_p)}{l_m}\ [\text{A/m; A, m}] \tag{3.61}$$

se referă la puterea de trecere. Erorile autotransforatorului de curent sînt, deci, mai mici decît ale transformatorului cu aceeași mărime standard (adică cu aceleași dimensiuni ale circuitului magnetic, iar a_n este egal cu a_v al autotransformatorului). Diagramele fazoriale sînt reprezentate în fig. 3.56, *c* și *d*. Din ele se poate deduce diagrama complexă a erorilor; unitatea ei de scară este fazorul $\underline{a} = \underline{a}_s/(p-1) + \underline{a}_p = \underline{a}_v p/(p-1)$, spre deosebire de transformator, care ar fi avut ca unitatea de scară mărimea $\underline{a}_v$.

Un caz special al autotransformatorului de curent este autotransformatorul cu raportul 1:1. La acesta, $\underline{a}_s \approx 0$, iar în diagrama fazorială se pot trece direct fazorii I_1, I_2 și I_0. Eroarea de curent este

$$\underline{\alpha}_I = \frac{I_0}{I_1} \cdot 100\ [\%;\ \text{A}]. \tag{3.62}$$

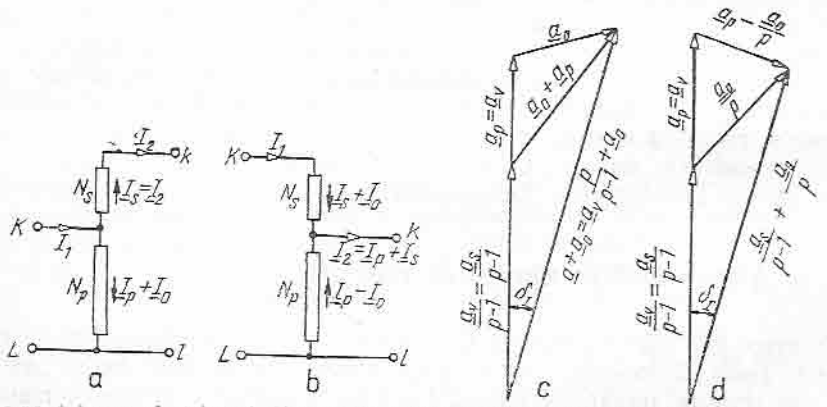


Fig. 3.56. Schema electrică și diagramele fazoriale ale autotransformatorului de curent:
a și *b* — schema electrică; *c* și *d* — diagramele fazoriale;
p — partea înfășurării comune, ca înfășurare primară (*a*, *c*); *s* — partea înfășurării serie ca înfășurare primară (*b*, *d*).

3.10. Mijloacele de adaptare a caracteristicii de supracurent

Caracteristica de supracurent și coeficientul de saturație pot fi influențate, în primul rînd, prin alegerea materialului pentru circuitul magnetic, adică inducția B_m din ecuația (2.39). Pentru ca trecerea de la aliajul de nichel ($B_m = 0{,}7$ pînă la 1 T) la tabla de transformator ($B_m = 1{,}6$ pînă la 2 T) să fie continuă, a fost realizat, în special în tehnica transformatoarelor de curent de înaltă tensiune, miezul din tablă combinată. Acestea sînt circuite magnetice compuse, în anumite proporții, din două materiale magnetice diferite (de exemplu, din tablă de transformator și permalloy, montate în straturi alternate). Prin alegerea proporției dintre materiale se pot obține, în anumite limite, aproape orice alură pentru caracteristica de supracurent și pentru valorile coeficientului de saturație. Folosirea miezului din tablă combinată, are, de asemenea, eficacitate în ceea ce privește precizia în zona de lucru standardizată.

Această soluție nu se aplică în tehnica transformatoarelor de curent de foarte înaltă tensiune și de aceea pentru limitarea coeficientului de saturație în aceste cazuri se folosește transformatorul de ieșire sau, mai bine, autotransformatorul cu raport de transformare $k_n = 1$ (v. fig. 3.54), cu miez toroidal, avînd un anumit procent de tole din nichel. Transformatorul principal (de izolare) poate avea, în acest caz, circuitul magnetic dintr-un material cu valori mari pentru B_m (al tablei de transformator). Autotransformatorul de ieșire se folosește, de obicei și la corecția înfășurării (v. subcap. 3.8).

Limitarea coeficientului de saturație prin introducerea sarcinii auxiliare în serie cu sarcina exterioară nu este avantajoasă, deoarece prin aceasta se înrăutățește precizia în zona de lucru standardizată.

Obținerea unui coeficient de saturație mare la înfășurarea de protecție nu provoacă dificultăți la transformatoarele de curent cu izolație într-o treaptă, în special în cazul folosirii tablei cu cristale orientate. La transformatoarele de curent în cascadă (v. subcap. 3.8 și 4.2), coeficientul de saturație al cascadei scade mai repede decît proporțional cu creșterea numărului de elemente. De aceea, prin colaborarea dintre EJF Brno și Škoda Plzen a fost construit transformatorul cu mai multe înfășurări secundare, la care coeficientul de saturație al înfășurării de protecție a fost mărit artificial printr-o legare făcută într-un mod special (fig. 3.57 și 3.58 [3.35].

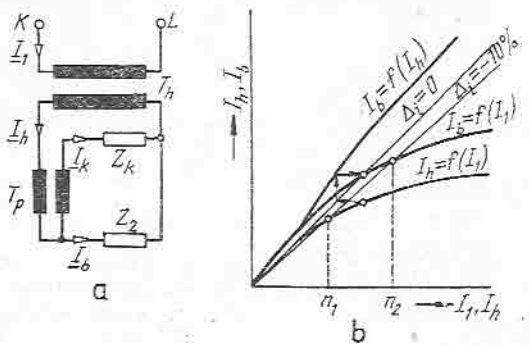


Fig. 3.57. Conectarea înfășurărilor de ieșire în scopul măririi factorului de saturație și relațiile dintre curenții $I_h = f(I_1)$; $I_b = f(I_h)$; $I_b = f(I_1)$;
a — schema de conexiuni; *b* — relațiile dintre curenți.

Înfășurarea transformatorului principal de curent este astfel dimensionată, încît curentul secundar al lui să fie superior celui nominal, de exemplu, de două ori mai mare. În serie cu sarcina se conectează înfășurarea primară a transformatorului auxiliar, iar înfășurarea lui secundară este conectată în serie cu sarcina de compensare și, împreună cu aceasta, este conectată la bornele sarcinii exterioare. Cît timp circuitul magnetic al transformatorului auxiliar nu este saturat, transformarea curentului este liniară și se realizează astfel încît curentul care trece prin sarcină corespunde raportului nominal de transformare impus de transformatorul de curent principal. De îndată ce circuitul magnetic se saturează, curentul în înfășurarea lui secundară începe să se micșoreze, iar curentul ce trece prin sarcină crește (fig. 3.57, *b*). Pentru înlăturarea influenței variabile a sarcinii exterioare asupra alurii caracteristicii de supracurent și mărimii coeficientului de saturație la înfășurarea de ieșire este montată încă o sarcină suplimentară, compusă dintr-un complet de rezistențe și de bobine de reactanță, cu șunturi legate în serie cu sarcina exterioară. Prin dimensionarea corespunzătoare a acesteia se poate face ca suma sarcinilor exterioară și suplimentară să fie aproximativ egală cu valoarea nominală a sarcinii exterioare, iar caracteristica de supracurent și coeficientul de saturație sînt, prin aceasta, independente de sarcina exterioară (fig. 3.58).

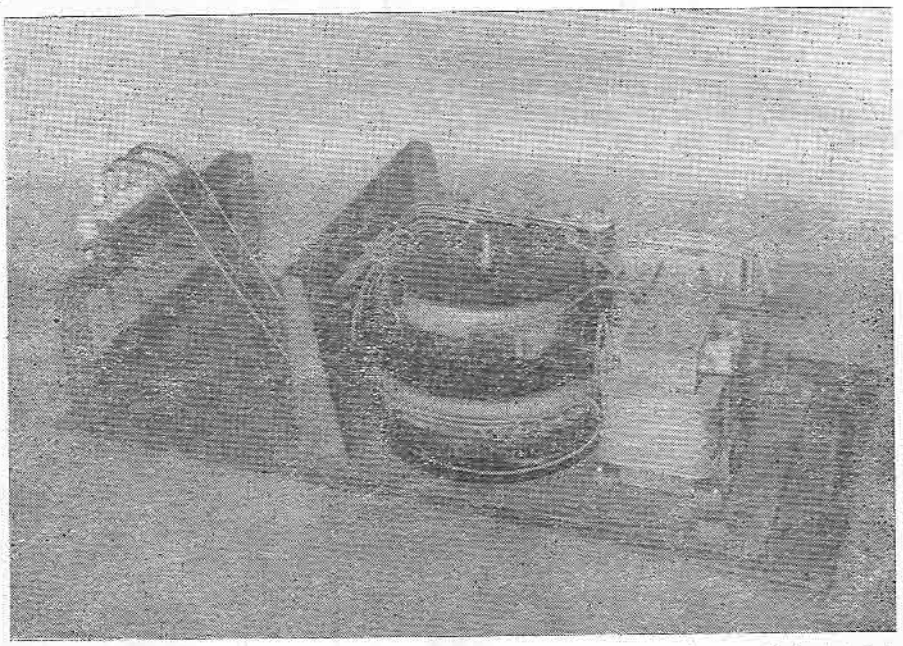


Fig. 3.58. Realizarea practică a înfășurărilor de ieșire pentru mărirea coeficientului de saturație al înfășurării care are bornele $2k$ — $2l$, fig. 3.57; în stînga, sus, transformatorul T_h (sub el este înfășurarea cu bornele $1k$—$1l$), în dreapta, în față, sarcina de compensare Z_h, după ea un complet de rezistențe și bobina de reactanță a sarcinii auxiliare, care produce echilibrarea sarcinii exterioare pentru valori în jurul valorii nominale (Škoda Plzen).

B. Transformatoarele de tensiune

3.11. Rolul transformatorului de tensiune

Transformatoarele de tensiune alimentează sistemele de tensiune ale aparatelor de măsurat (indicatoare și înregistratoare), de protecție și de reglare. Înfășurarea lor primară este conectată în paralel cu circuitul a cărui tensiune se transformă în circuitul secundar (al aparatelor conectate). De aceea, proprietățile lor sînt asemănătoare cu ale transformatoarelor de putere, deci, transformatorul de tensiune este în esență un transformator de putere, însă cu o putere mică și o tensiune mică de scurtcircuit (impedanță mică de trecere). Raportul numărului de spire al înfășurării primare N_1 și secundare N_2 este egal (dacă nu se ia în considerare eroarea de tensiune) cu raportul dintre tensiunea primară U_1 și tensiunea secundară U_2, iar curenții din ambele înfășurări depind de puterea de la bornele secundare și de puterea de magnetizare, ca și în cazul transformatorului de putere (fig. 3.59).

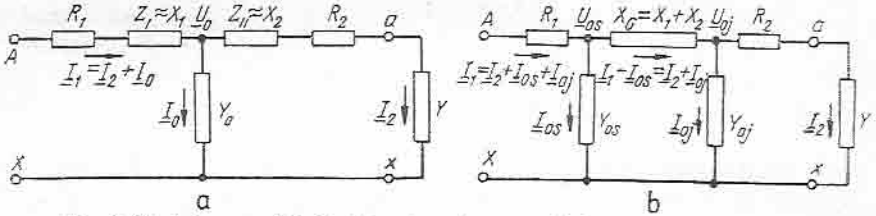


Fig. 3.59. Schema echivalentă a transformatorului de tensiune în sarcină:
a — cuadripol T; *b* — cuadripol II.

Sarcina transformatorului de tensiune este admitanța aparatelor de măsurare conectate

$$Y = \frac{1}{Z} \text{ [S; } \Omega\text{]}, \tag{3.101}$$

iar factorul de putere pentru sarcina respectivă este cos φ; unghiul φ este dat de relația

$$\cos \varphi = \frac{1}{\sqrt{(X^2/R^2)+1}}, \quad \operatorname{tg} \varphi = \frac{X}{R}. \tag{3.102}$$

La sarcina zero (Y = 0), bornele secundare a, x sînt deschise și această stare corespunde mersului în gol al transformatorului. Cu creșterea sarcinii, crește curentul $I_2 = U_2 \mid Y \mid$. Puterea consumată de sarcină este

$$P = U_2 I_2 = \mid Y \mid U_2^2 \text{ [VA; V, A, S]} \tag{3.103}$$

și se numește puterea transformatorului de tensiune. Dacă sarcina $\mid Y \mid$ și, prin aceasta și puterea P cresc peste limitele normale, are loc scurtcircuitul la bornele secundare, la fel ca la transformatorul de putere, iar curentul I_2 este limitat numai de rezistența înfășurării și de reactanța de dispersie a transformatorului.

Dacă U_{1n} și U_{2n} sînt tensiunile nominale primare și secundare (la care se referă valorile garantate de constructor ale celorlalte mărimi funcționale care sînt înscrise pe eticheta transformatorului), atunci raportul nominal de transformare al transformatorului de tensiune este

$$k_n = U_{1n}/U_{2n}. \tag{3.104}$$

Eroarea de tensiune este conform [N1] definită de raportul

$$\Delta_u = \frac{U_2 k_n - U_1}{U_1} \cdot 100 \quad [\%; \text{V}]. \tag{3.105}$$

Deoarece sarcina transformatorului de tensiune este considerată ca o admitanță, este avantajos să se reprezinte ramura de magnetizare a schemei echivalente tot ca o admitanță, adică în locul impedanței de magnetizare Z_{0j}, Z_{0c}, Z_0 (fig. 2.2 și 2.4) să se considere admitanța de magnetizare Y_{0j}, Y_{0c}, Y_0, pentru care este valabilă relația

$$Y_0 = \frac{1}{Z_0};$$

$$Y_{0c,j} = \frac{1}{Z_{0c,j}} \; [\text{S}; \Omega]. \tag{3.106}$$

Curentul de magnetizare I_0 din schema echivalentă (cuadripol T — fig. 3.59, *a*) este determinat de tensiunea nodului cuadripolului $\underline{U}_0$, care este mai mică decît tensiunea $\underline{U}_1$ de la bornele primare cu valoarea căderii de tensiune, egală cu $I_1 \cdot \sqrt{R_1^2 + X_1^2}$ și este decalat în urma tensiunii $\underline{U}_0$ cu un unghi φ_0 determinat de relația

$$\text{tg}\, \varphi_0 = \frac{R_0}{X_0}. \tag{3.107}$$

Din nou sînt valabile [ecuațiile 2.12) și (2.14)]

$$X_1 = |Z_{\text{I}}|; \; X_2 = |Z_{\text{II}}|; \; X_1 + X_2 = X\sigma. \tag{3.108}$$

Dacă în schema echivalentă se folosește cuadripolul Π (fig. 3.59, *b*), ceea ce este avantajos pentru unele tipuri de transformatoare de tensiune, la care coloana și jugul au caracteristici diferite (de exemplu, la transformatorul de tensiune cu miez tip bară), atunci trebuie să se considere în mod separat componenta curentului de magnetizare I_{0j} determinată de tensiunea $\underline{U}_{0j}$ care este mai mică decît tensiunea la bornele primare $\underline{U}_1$ cu valoarea căderii de tensiune $I_1 R_1$ și componenta I_{0c}, determinată de tensiunea $\underline{U}_{0c}$, care este mai mică decît tensiunea U_{0j} cu valoarea căderii de tensiune $(I_1 - I_{0j}) \cdot X_\sigma$. În general rezultă că

$$\text{tg}\, \varphi_{0j} = \frac{R_{0j}}{X_{0j}} \neq \text{tg}\, \varphi_{0c} = \frac{R_{0c}}{X_{0c}}. \tag{3.109}$$

3.12. Diagrama complexă a erorilor şi formula de calcul a lor

Schemele echivalente din cap. 2, fig. 3.59, cum şi diagramele lor fazoriale sînt valabile în presupunerea că $N_1 = N_2$, adică raportul de transformatoare $k_N = N_1/N_2 = 1$, pe cînd în realitate, aproape totdeauna $k_N \neq 1$. Pentru a se înlătura greutăţile provocate de raportarea unor mărimi de pe o parte pe alta, se introduce noţiunea de tensiune pe spiră.

$$u_\nu = \frac{U_\nu}{N_\nu}\ ;\ u_0 = \frac{U_{\nu 0}}{N_\nu}\ (\nu = 1,2) \quad [\mathrm{V}] \tag{3.110 a}$$

şi rezistenţele, reactanţele şi admitanţele pe spiră

$$r_\nu = \frac{R_\nu}{N_\nu^2}\ ;\ x_\nu = \frac{X_\nu}{N_\nu^2}\ ;\ |z_\nu| = \frac{|Z_\nu|}{N_\nu^2}\ ;$$

$$|y_0| = |Y_{0\nu}|\ N_\nu^2 \quad (\nu = 1,2)\ (\Omega;\ \mathrm{S}]. \tag{3.110 b}$$

În locul curenţilor I_1, I_2, I_0, I_{0j}, I_{0c}, se introduc în toate ecuaţiile tensiunile magnetomotoare F_1, F_2, F_0, F_{0j} F_{0c} conform ecuaţiei (3.14). Schemele echivalente din fig. 3.59 rămîn valabil numai ca notaţie, dar pentru tensiuni, rezistenţe, reactanţe, impedanţe şi admitanţe literele majuscule se înlocuiesc cu litere mici, iar curenţii, cu tensiunile magnetomotoare respective.

Din consideremte practice, care vor rezulta clar din cele ce urmează, diagrama fazorială din din fig. 2.5 (valabilă pentru cuadripol T şi $k_N = 1$) se reconsideră prin introducerea relaţiilor din ecuaţia (3.110), a tensiunilor magnetomotoare în locul curenţilor, cum şi a relaţiei.

$$\underline{F}_1 = \underline{F}_2 + \underline{F}_0. \tag{3.111}$$

Astfel, din forma iniţială (fig. 3.60, *a*) diagrama capătă forma reprezentată în fig. 3.60, *b*, deplasîndu-se reciproc fazorii care conţin tensiunea magnetomotoare de magnetizare $\underline{F}_0$ şi fazorii care conţin tensiunea magnetomotoare secundară $\underline{F}_2$ pînă sub forma finală *c* din fig. 3.60. Dacă se redesenează această diagramă fazorială, ca în fig. 3.60, *d* şi se alege ca ordonată $\underline{u}_2$, sînt valabile (Δu în valoare relativă) relaţiile

$$\left.\begin{aligned} \underline{QO} &= \frac{\underline{u}_2}{\underline{u}_2} = 1;\quad \underline{QP} = \frac{\underline{u}_1}{\underline{u}_2} = \frac{\underline{u}_2}{\underline{u}_2}\cdot\frac{1}{1+\Delta_u}\ ; \\ \underline{OP}_0 &= \frac{z_1\underline{F}_0}{\underline{u}_2} = \frac{z_1\underline{F}_0}{\underline{u}_1}\cdot\frac{1}{1+\Delta_u} \\ \underline{P}_0\underline{P} &= \frac{(z_1+z_2)\,\underline{F}_2}{\underline{u}_2} = \frac{(z_1+z_2)\,\underline{F}_2}{\underline{u}_1}\cdot\frac{1}{1+\Delta_u} \end{aligned}\right\} \tag{3.112 a}$$

$$\underline{OP} = \underline{OP}_0 + \underline{P}_0\underline{P} = \frac{\underline{u}_2-\underline{u}_1}{\underline{u}_2} = \frac{\underline{u}_2-\underline{u}_1}{\underline{u}_1}\cdot\frac{1}{1+\Delta_u} = \frac{z_1\underline{F}_0}{\underline{u}_2} + \frac{(z_1+z_2)\,\underline{F}_2}{\underline{u}_2}. \tag{3.112 b}$$

Comparînd fig. 3.60 cu fig. 3.3, rezultă că diagrama complexă a erorilor pentru transformatorul de tensiune se deduce în mod analog cu cea pentru transformatorul de curent. Punctul final al fazorului $\underline{u}_2$ se ia ca origine 0 al noului sistem de coordonate, Δ_u de la numitorul ecuației (3.112) se neglijează față de cifra unu,

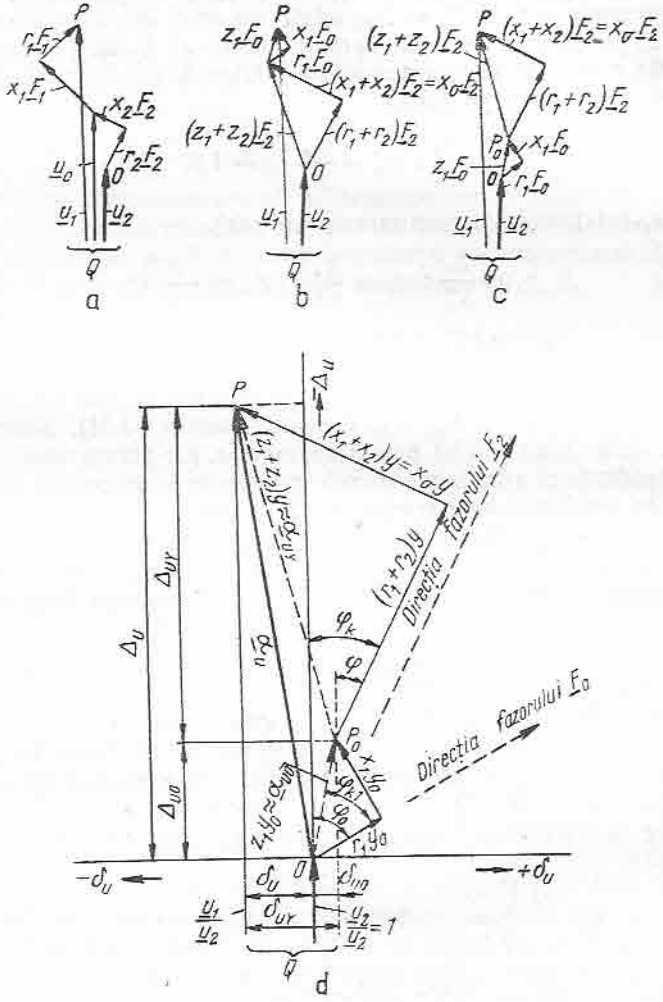


Fig. 3.60. Deducerea diagramei complexe a erorilor din diagrama fazorială a transformatorului de tensiune (pentru cuadripolul T).

iar arcurile circulare cu centrul în Q se înlocuiesc cu segmente perpendiculare pe fazorul $\overline{QO}$. Această diagramă complexă [3.51] are aproape toate proprietățile de redare a erorilor, cum și impreciziile provocate de aproximările menționate în

cazul prezentării diagramei complexe a transformatorului de curent. Cele afirmate au valabilitate cu atît mai mare, cu cît domeniul practic de folosire este mai mic la transformatoarele de tensiune, şi anume circa $-3\% \leqslant \Delta_u \leqslant 0\ \%$ şi $-60' \leqslant \delta_u \leqslant 60'$.

Diferenţa principală faţă de transformatorul de curent constă în faptul că erorile transformatorului de tensiune (eroarea de transformare a tensiunii α_u, reprezentată de fazorul $\underline{OP}$ şi erorile de tensiune Δ_u şi de unghi δ_u) aşa cum rezultă din ecuaţia (3.112 b) sînt formate din două componente, şi anume, din eroarea la mersul în gol α_{u0}, Δ_{u0}, δ_{u0} care apare datorită curentului de magnetizare I_0 (curentul de mers în gol) şi din eroarea de sarcină α_{uY}, Δ_{uY}, δ_{uY}, care se datoreşte curentului I_2 ce trece prin sarcină. Transformatorul de tensiune prezintă erori şi la mersul în gol, erori analoge cu căderile de tensiune determinate de curentul de magnetizare cînd transformatorul de putere funcţionează în gol [3.52]. Erorile provocate de sarcină sînt analoge cu căderile de tensiune provocate de sarcină la transformatorul de putere. Pentru compararea cu transformatorul de curent, erorile de mers în gol ale transformatorului de tensiune corespund erorilor transformatorului de curent cu sarcină exterioară nulă (adică bornele lui secundare sînt scurtcircuitate şi este pus sub o sarcină egală cu sarcina lui interioară).

Spre deosebire de transformatorul de curent, la care aceste erori au acelaşi caracter şi aceeaşi cauză ca şi erorile provocate de puterea sarcinii exterioare, din care cauză separarea între ele nu are nici însemnătate teoretică sau practică la transformatorul de tensiune cele două componente ale erorilor (cea de mers în gol şi cea de sarcină) au caractere şi proveniente diferite, ceea ce face ca atît teoretic, cît şi practic, ele să fie luate în considerare independent.

În cazul folosirii ca schema echivalentă a cuadripolului în T, eroarea de tensiune la mersul în gol este determinată de relaţia

$$\underline{\alpha}_{u_0} = \frac{z_1 \underline{F}_0}{\underline{u}_1} \cdot 100 \quad [\%;\ \Omega,\ \mathrm{A},\ \mathrm{V}], \tag{3.113}$$

unde

$$|z_1| = \sqrt{r_1^2 + x_1^2} \quad (\Omega). \tag{3.114}$$

Dacă în această ecuaţie se înlocuieşte

$$\underline{F}_0 = \underline{u}_0 y_0 \quad [\mathrm{A};\ \mathrm{V},\ \mathrm{S}] \tag{3.115}$$

şi, deoarece (fig. 3.60, *a*) $u_0/u_1 > (1 + \Delta_u/100)$, iar $u_0/u_1 \approx 1$, acest raport se poate neglija, rezultă

$$\underline{\alpha}_{u0} = z_1 y_0 \cdot 100 \ [\%;\ \Omega,\ \mathrm{S}]. \tag{3.116}$$

În mod asemănător, relaţia (3.115) se poate introduce şi în ecuaţia (3.112) şi, astfel, se ajunge la determinarea fazorilor, după cum s-a reprezentat în fig. 3.60, *d*. Fazorul $\underline{\alpha}_{u_0}$ este reprezentat în diagrama complexă prin fazorul $\underline{OP}_0$ şi formează cu fazorul $\underline{u}_2$ unghiul $\varphi_0 - \varphi_{k1}$. Fiind valabilă relaţia

$$\mathrm{tg}\ \varphi_{k1} = \frac{x_1}{r_1} = \frac{X_1}{R_1} \tag{3.117}$$

se poate presupune într-o primă aproximare că $\operatorname{tg} \varphi_{k1} = \operatorname{tg} \varphi_k$ [ecuația (3.130)]. Prin coordonatele lui, punctul final P_0 al fazorului $\underline{\alpha}_{u0}$ indică mărimea erorilor Δ_{u0} și δ_{u0}; se menționează că după modificarea diagramei fazoriale din fig. 3.60, *a* în fig. 3.60, *c*, din care se deduce diagrama complexă, punctul P_0 nu mai este capătul final al fazorului $\underline{u}_0$, a cărui poziție în diagrama complexă nu este menționată.

$$\text{Dacă } |y_0| = \frac{F_0}{u_0} = \frac{l_m}{4{,}44\, f \mu_t S_c} \text{[S; m, Hz, H/m, T]} \tag{3.118}$$

atunci, se poate scrie relația

$$\alpha_{u0} = \frac{C\,|z_1|\,N_2^2}{\mu_t} \cdot 100 \text{ [\%; s/m, } \Omega\text{, H/m]}, \tag{3.119}$$

în care C este constanta caracteristică a transformatorului de tensiune, determinată de raportul

$$C = \frac{l_m}{4{,}44\, f N_2^2 S_c} \text{ [s/m; m, Hz]}. \tag{3.120}$$

care este identică cu ecuația (3.29).

La utilizarea cuadripolului II, ca schemă echivalentă, eroarea de tensiune la mersul în gol are două componente, și anume (fig. 3.61):

$$\underline{\alpha}_{u0j} = r_1 y_{0j} \cdot 100 \quad \text{[\%, } \Omega\text{, S]}; \tag{3.121}$$

$$\underline{\alpha}_{u_{0c}} = (r_1 + jx_\sigma) \cdot y_{0c} \cdot 100 \text{ [\%, } \Omega\text{, S]} \tag{3.122}$$

în timp ce

$$\operatorname{tg} \varphi_{k1j} = 0; \qquad \operatorname{tg} \varphi_{k1c} = \frac{x_\sigma}{r_1}, \tag{3.123}$$

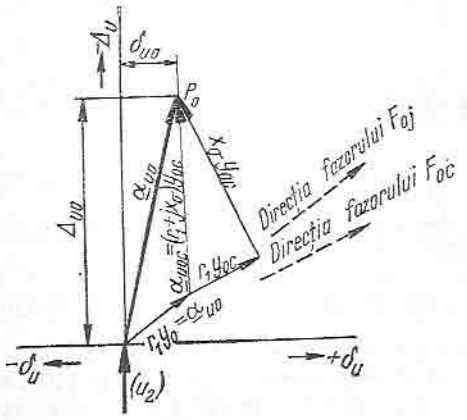


Fig. 3.61. Eroarea de tensiune la mersul în gol reprezentată în diagrama complexă, în cazul folosirii schemei echivalente a cuadripolului II.

Pentru același transformator de tensiune, dacă sînt deduse corect schemele echivalente, eroarea de tensiune rezultantă la mersul în gol este aceeași, iar punctul P_0 este același pentru ambele scheme.

La transformatorul de tensiune foarte înaltă, curentul de magnetizare se micșorează cu o valoare egală cu curentul capacitiv, care trece prin capacitatea înfășurării primare față de pământ. Aceasta are influență și asupra erorilor pentru mersul în gol, întrucît punctul corespunzător mersului în gol P_0 se deplasează sub influența căderii de tensiune $Z_1 \underline{I}_C$ cu o valoare egală cu eroarea pentru tensiune

$$\underline{\alpha}_{uC} = jZ_1 \omega C_1 \cdot 100 = jz_1 \omega C_1 N_1^2 \cdot 100 \quad [\%;\ \Omega, 1/s,\ F], \tag{3.124}$$

pînă în punctul P_0' (fig. 3.62). Eroarea de tensiune rezultantă la mersul în gol este

$$\underline{\alpha}'_{u0} = \underline{\alpha}_{u0} + \underline{\alpha}_{uC}. \tag{3.125}$$

Din aceasta se deduce, prin metoda arătată, componentele ei Δ'_{u0} și δ'_{u0}. Eroarea de tensiune determinată de sarcină $\underline{\alpha}_{uY}$ nu se schimbă nici ca mărime, nici ca direcție, dar poziția ei se deplasează în direcția $\underline{\alpha}_{uC}$ și cu aceasta și punctul P trece în punctul P'. Mărimea capacității față de pământ C_1 se determină în cele mai bune condiții prin măsurarea reală pe transformator; stabilirea ei prin calcul este, în majoritatea cazurilor, nesigură și neprecisă. Cînd se face alegerea unui nou tip, ea se apreciază de obicei cu ajutorul datelor experimentale sau cu ajutorul măsurărilor efectuate pe tipurile asemănătoare.

Eroarea de tensiune, determinată de sarcină, este

$$\underline{\alpha}_{uY} = \frac{(z_1 + z_2)\underline{F}_2}{\underline{u}_1} \cdot 100 \quad [\%;\ \Omega, A, V] \tag{3.126}$$

sau

$$\underline{\alpha}_{uY} = \frac{(r_1 + r_2 + jx_\sigma)\underline{F}_2}{\underline{u}_1} \cdot 100 \quad [\%;\ \Omega, A, V], \tag{3.127}$$

astfel că nu depinde de cuadripolul T sau Π ales ca schemă echivalentă. Înlocuind

$$\underline{F}_2 = \underline{u}_2 y \quad [A; V, S] \tag{3.128}$$

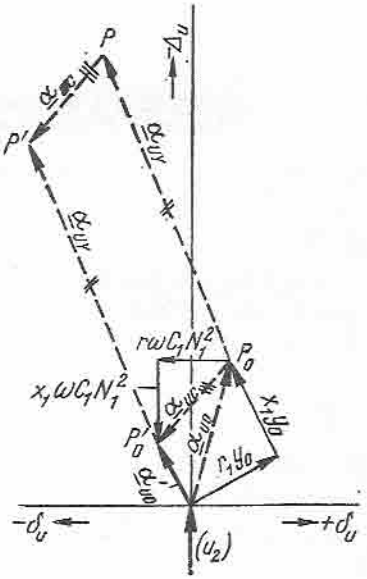


Fig. 3.62. Influența capacității înfășurării primare față de pământ asupra erorii de tensiune.

($|\ y\ | = |\ Y\ | N_2^2$) rezultă (prin neglijarea lui $u_2/u_1 = 1 + \Delta_u\ /100$)

$$\underline{\alpha}_{uY} = (z_1 + z_2)y \cdot 100 = (r_1 + r_2 + jx\sigma)\ y \cdot 100 \quad [\%;\ \Omega, S] \tag{3.129}$$

care formează cu fazorul $\underline{u}_2$ unghiul $\varphi - \varphi_k$, unde

$$\operatorname{tg} \varphi_k = \frac{x_\sigma}{r_1 + r_2} = \frac{x_1 + x_2}{r_1 + r_2}. \tag{3.130},$$

În general, unghiul φ_k nu concordă cu unghiul φ_{k1} sau cu unghiurile φ_{k1j}, φ_{k1c} deși într-o primă aproximare se presupune că acestea sînt egale. Eroarea de tensiune rezultantă este, conform fig. 3.60, *d* și ecuației (3.112), suma ambelor componente

$$\underline{\alpha}_u = \underline{\alpha}_{u0} + \underline{\alpha}_{uY}. \tag{3.131}$$

Conform diagramei complexe a erorilor, pentru calculul erorilor transformatorului de tensiune, se pot scrie ecuațiile:

$$\Delta_{u0} = -\alpha_{u0} \cos(\varphi_0 - \varphi_{k1}) = -|z_1||y_0| \cos(\varphi_0 - \varphi_{k1}) \cdot 100 \ [\%;\ \Omega,\ S] \tag{3.132}$$

$$\delta_{u0} = 34{,}40\ \alpha_{u0} \sin(\varphi_0 - \varphi_{k1}) = 34{,}40 \cdot |z_1||y_0| \sin(\varphi_0 - \varphi_{k1}) [';\ \Omega,\ S] \tag{3.133}$$

și

$$\Delta_{uY} = -\alpha_{uY} \cos(\varphi + \delta_u - \varphi_k) \approx -\alpha_{uY} \cos(\varphi - \varphi_k)\ [\%]; \tag{3.134}$$

$$\delta_{uY} = 34{,}40\ \alpha_{uY} \sin(\varphi + \delta_u - \varphi_k) \approx 34{,}40\ \alpha_{uY} \sin(\varphi - \varphi_k)\ [';\ \%,\ °] \tag{3.135}$$

în care α_{uY} se poate lua din ecuația (3.127) sau (3.129).

În funcțiile goniometrice se poate neglija δ_u pentru că este de ordinul a cîtorva zeci de minute unghiulare. Erorile rezultante ale transformatorului de tensiune sînt astfel

$$\Delta_u = \Delta_{u0} + \Delta_{uY};\ \delta_u = \delta_{u0} + \delta_{uY} \tag{3.136}$$

și, spre deosebire de transformatorul de curent, la care erorile pentru unghi sînt toate pozitive, în cazul de față se poate ca δ_{u0}, δ_{uY} și δ_u să aibă valori pozitive sau negative, în funcție de mărimea unghiurilor φ_0, φ_{k1} și φ_k.

3.13. Erorile în funcție de sarcină, tensiune, factor de putere secundar și frecvență

Conform ecuației (3.129), eroarea de transformare a tensiunii determinate de sarcină este direct proporțională cu sarcina. De aici, rezultă că fazorul prelungit $\underline{\alpha}_{uY}$, pe care se deplasează punctul P, adică dreapta care trece prin punctele P_0 și P, este în diagrama complexă a erorilor izopleta U = const. Dacă se cunoaște mărimea α_{uY} pentru două valori ale sarcinii [de exemplu, pentru $Y = Y\ (0) = 0$

și $Y = Y$ (1)], se poate trasa acest segment cu scara proporțională $\alpha_{uY} = f(Y)$ și din aceasta să se ducă dependența lui α_u Δ_u și δ_u, de sarcină (fig. 3.63).

Factorii care determină mărimea erorilor de tensiune rezultă din analiza ecuației (3.119) și din compararea acesteia cu ecuația (3.28). Indicații sînt date și în

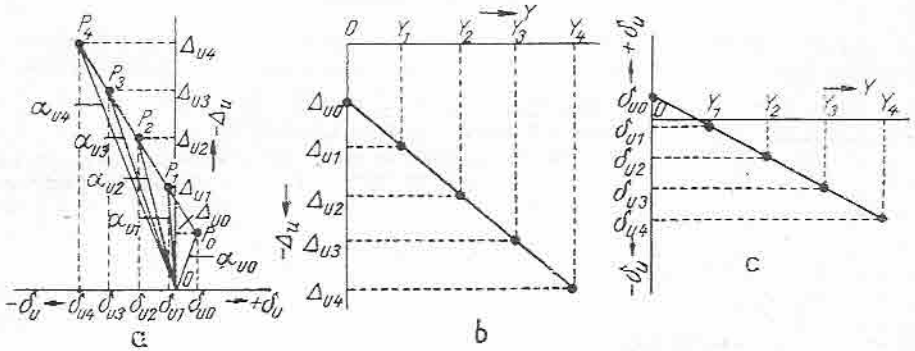


Fig. 3.63. Erorile transformatorului de tensiune, în funcție de sarcină reprezentate în:
a — diagrama complexă a erorilor; *b* — diagramele $\Delta_u = f(Y)$ fără corecția de înfășurare; *c* — diagramele $\delta_u = f(Y)$.

subcap. 3.3. Izopleta $Y = \text{const}$ este o parte a curbei complexe de magnetizare (fig. 3.5), transformată la scara diagramei complexe a erorilor cu ajutorul factorului de transformare $C \mid \varepsilon_1 \mid N_2^2$ (fig. 3.64). Sistemul de coordonate al diagramei com-

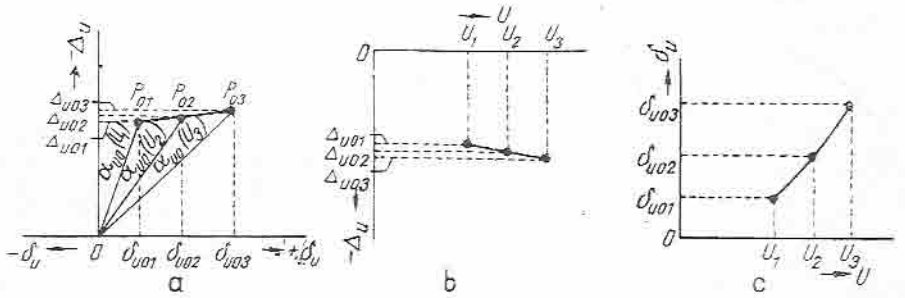


Fig. 3.64. Variația erorii pentru transformatorul de tensiune la mersul în gol în funcție de tensiune, reprezentată în:
a — diagrama complexă; *b* — în diagramele $\Delta_u = f(U)$ *b*, *c* — în diagramele $\delta_u = f(U)$.

plexe (se poate ușor deduce din subcap. 3.12) și originea lui sînt reciproc deplasate cu distanța α_{uY} pe o paralelă cu izopleta $U = \text{const}$ (fig. 3.65).

Conform acesteia, dacă izopleta $Y = \text{const}$ este o parte a curbei complexe de magnetizare, înainte sau după punctul ei de inflexiune, α_{u0} se micșorează sau se

mărește cu creșterea tensiunii; de obicei, are loc o mărire a lui α_{u0}, deoarece transformatorul de tensiune funcționează în porțiunea de jos a curbei complexe de magnetizare, adică după punctul de inflexiune.

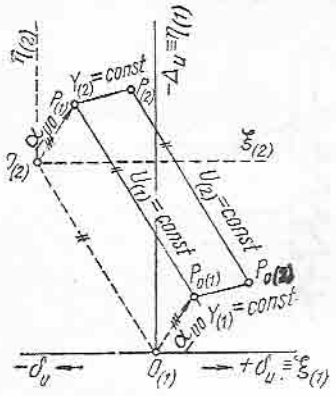


Fig. 3.65. Variația erorii transformatorului de tensiune în funcție de sarcina și de tensiune reprezentată în diagrama complexă; sistemul de coordonate al curbei complexe de magnetizare $\zeta_{(1)}$, $\eta_{(1)}$ cu originea în $O_{(1)}$ se suprapune, pentru sarcina $Y_{(1)}$, cu sistemul de coordonate al diagramei complexe δ_u, Δ_u; pentru sarcina $Y_{(2)}$ este sistemul $\zeta_{(2)}$, $\eta_{(2)}$ cu originea în $O_{(2)}$, deplasată față de $O_{(1)}$ cu α_{uy}.

În fig. 3.66 sînt reprezentate în mod sugestiv erorile în funcție de factorul de putere secundar. Punctul final P descrie cercul K_α cu centrul în punctul P_0.

La variația frecvenței se modifică constanta caracteristică C și, cu aceasta, și mărimea α_{u0}. Admitanța y_0 se micșorează cu creșterea frecvenței și se mărește cu scăderea ei [ecuația (3.118)]; simultan însă, proporțional cu frecvența, variază

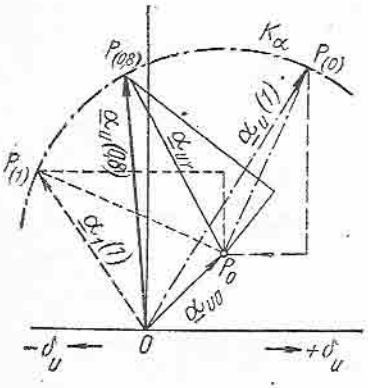


Fig. 3.66. Variația erorii de tensiune în funcție de factorul de putere secundar [pentru cos $\varphi = 0$ este indicat punctul P (0), pentru cos $\varphi = 0{,}8$, punctul P (0,8) și pentru cos $\varphi = 1$ punctul P (1)].

și reactanța x_1, eventual x_σ, iar efectul rezultant al variației frecvenței cu mărimea α_{u0} depinde de factorul predominant din ecuația (3.116) și (3.122). La un transformator bine determinat, care este conectat la o rețea cu frecvență variabilă, atît timp cît variațiile de frecvență nu sînt prea mari, erorile la mersul în gol nu se modifică mult. Sarcina, care are o inductanță constantă, variază invers proporțional cu frecvența, deoarece componenta reactivă este invers proporțională cu

frecvența; prin aceasta se modifică și factorul de putere. Pentru inductanță constantă, reactanța de dispersie este direct proporțională cu frecvența, iar erorile determinate de sarcină variază o dată cu variația frecvenței în funcție de factorii care predomină în ecuația (3.129). În realitate, eroarea în funcție de frecvență nu se poate exprima prin relații simple și ea trebuie cercetată independent pentru fiecare caz în parte.

Dacă trebuie ca un anumit tip de transformator să fie adaptat pentru funcționarea continuă într-o rețea cu o altă frecvență, pentru a nu-i modifica inducția magnetică, este necesar să i se modifice numărul de spire, invers proporțional cu frecvența. Reactanța de dispersie variază inves proporțional cu frecvența

$$X \sim fN^2 \sim \frac{1}{f}. \tag{3.137}$$

Prin aceasta se micșorează eroarea determinată de sarcină și la aceleași erori se mărește puterea admisă. Valorile informative obținute pe cale experimentală sînt date în tabelul 3.5.

Tabelul 3.5

Puterea standard pe care o are transformatorul de tensiune, în funcție de frecvență, menținînd constante erorile și inducția magnetică

f, Hz	$16^2/_3$	25	40	50	60	100
P, %	20	40	80	100	110	130

Notă: Valorile aproximative sînt luate din literatură și diverse date de fabrică.

3.14. Precizia

Precizia transformatorului pentru măsurarea tensiunii este caracterizată de clasa lui de precizie (Cl); caracteristica preciziei transformatoarelor pentru protecție este și în prezent, obiectul întocmirii unor norme noi și nu este stabilită nici în R.S.C.S. și nici în alte țări. Se consideră pentru cîteva cazuri de protecție, că este suficient să se exprime precizia transformatorului de protecție numai prin clasa lui de precizie; pentru alte cazuri, condițiile de precizie sînt în curs de formulare și sînt în discuție.

Definiția clasei de precizie este aceeași ca la transformatoarele de curent (subcap. 3.5); la transformatoarele de tensiune clasa de precizie este determinată (cu excepția normelor suedeze [3.6] și americane [3.7]), în special de erorile de tensiune tolerate și de erorile de unghi tolerate dependente de tensiune și sarcină. Conform

standardului [N1], clasa de precizie a transformatoarelor de tensiune este indicată în concordanță cu eroarea de tensiune nominală tolerată $\pm \Delta_u$, în limitele de

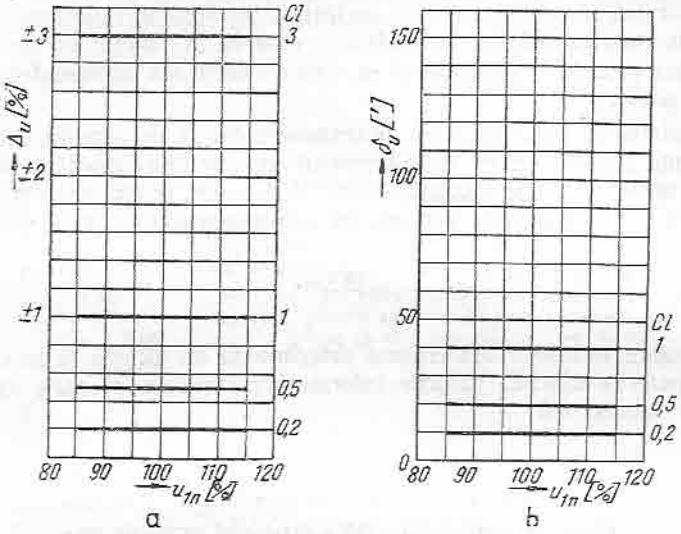


Fig. 3.67. Erorile tolerate pentru transformatoarele de tensiune în limitele de măsură, conform normelor ČSN 35. 1360 [N1]:
a — eroarea de tensiune; *b* — eroarea de unghi.

măsurat, pentru care în norme sînt stabilite pentru clase de precizie, și anume Cl 0,2; 0,5; 1 și 3 (tabelul 3.6 și fig. 3.67).

Erorile reprezentate în figură sînt admise pentru sarcini între 25 și 100% din

Tabelul 3.6

Erorile tolerate ale transformatoarelor de tensiune în limitele de măsură, conform STAS 4323-62, cap. 2.5

Clasa de precizie	Erori tolerate	
	de tensiune, %	de unghi, '
0,2	±0,2	±10
0,5	±0,5	±20
1	±1	±40
3	±3	—

Observație: Pentru transformatorul cu trei înfășurări, erorile se stabilesc în raport cu înfășurarea secundară principală (de măsurat).

puterea nominală (la Cl 3 între 50 și 100% putere nominală) la un factor de putere secundar nominal de cos $\varphi_n = 0{,}8$, la frecvență nominală și tensiune practic sinusoidală, dar aceasta în limitele de măsurat de la 85 la 115% din tensiunea primară nominală. Dacă la Cl 0,2; 0,5 și 1, un sfert din sarcina nominală este mai mare decît 15 VA, trebuie ca erorile tolerate pentru sarcina de 15 VA să fie raportate la tensiunea nominală. În cazuri speciale (de exemplu, la instalațiile capacitive de măsurat, cu capacitate relativ mică, cum sînt izolatoarele de trecere cu condensatoare etc.), norma prevede că transformatorul de tensiune este corespunzător din punctul de vedere al preciziei, dacă la variația sarcinii în limitele valorilor pre-

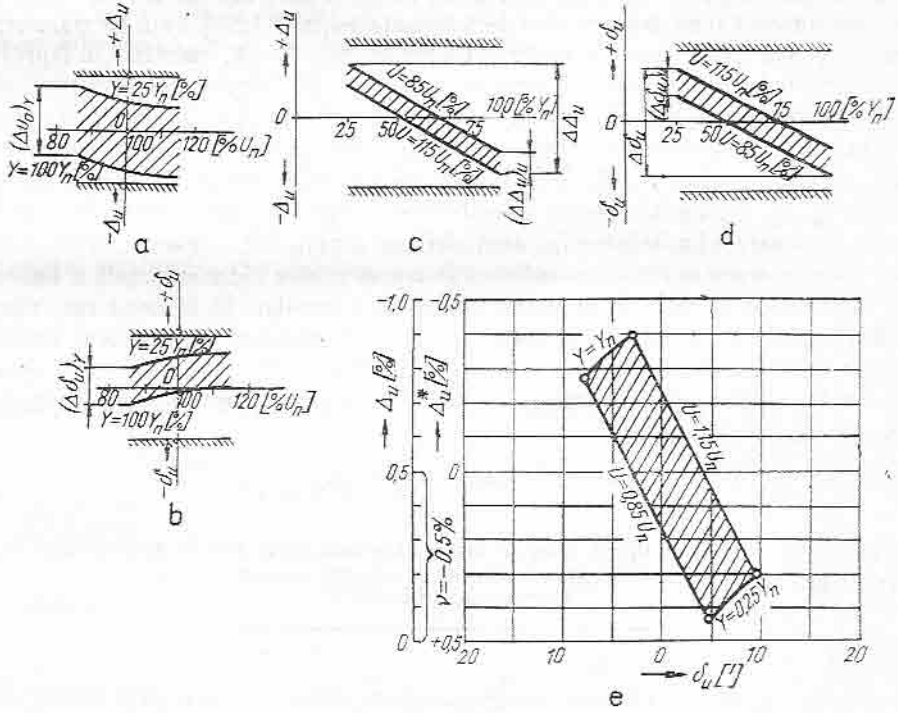


Fig. 3.68. Limita erorilor tolerate (suprafețele limitate de haşurarea deasă) și limitele erorilor reale (suprafețele haşurate) ale transformatorului de tensiune în diagramele: $a - \Delta_u = f(U)$; $b - \delta_u = f(U)$. $c - \Delta_u = p(Y)$; $d - \delta_u = f(Y)$; e — reprezentarea bidimensională a limitelor erorilor admise și reale în diagrama complexă a erorilor (Cl 0,5 după ČSN 35.1360) cu indicarea scării Δu (înainte de corecția înfășurării) și $\Delta^* u$ după corecția înfășurării $\nu = -0{,}5\%$.

scrise, valorile tolerate pentru erori se pot menține în clasa de precizie dată, prin schimbarea simultană a reglării accesoriilor de măsurat. Reglarea corespunzătoare a acestor accesorii trebuie să fie indicată clar și trebuie să cuprindă întreg domeniul de sarcini.

Ca și la transformatoarele de curent (subcap. 3.5), limitele erorilor admise și reale se definesc prin reprezentarea grafică a erorilor, iar condiția clasei de precizie

dată este îndeplinită dacă limita erorilor reale se află în limita erorilor tolerate (fig. 3.68). Se mai definește și noțiunea de ecart al erorii în funcție de un parametru, de exemplu, ecartul erorii de tensiune în funcție de variația tensiunii de alimentare $(\Delta\Delta_u)_u$, sau al erorii de unghi în funcție de tensiune $(\Delta\delta_u)_u$ și asemănător ecartul erorii de tensiune în funcție de sarcină $(\Delta\Delta_u)_Y$ sau ecartul erorii de unghi în funcție de sarcină $(\Delta\delta_u)_Y$ și, în sfîrșit, ecartul total al erorii $\Delta\Delta_u$, $\Delta\delta_u$ ca valori absolute a diferenței erorilor în limitele considerate (fig. 3.68). Conform ecuației (3.119), ecartul erorii în funcție de tensiune este dat numai de variația mărimii μ_t în limitele considerate, deci el nu depinde de sarcină. Ecartul erorii în funcție de sarcină este direct proporțional cu diferența mărimilor standardizate ale sarcinii care limitează zona considerată și nu depinde deci de tesiune [ecuația (3.129)]. Față de transformatoarele de curent, la acestea apare o diferență importantă, constînd în faptul că, ecartul erorii în funcție de un parametru oarecare depinde numai de acel parametru și sub nici o formă de alți parametri. Dacă una dintre sarcini este nulă, ecartul erorii determinat de acea sarcină este egal cu mărimea erorii determinate de sarcina a doua $[(\Delta\Delta_u)_Y = \Delta_{uY}$ și $(\Delta\delta_u)_Y = \delta_{uY}]$. Reprezentînd-o tridimensional în sistemul de coordonate Δ_u, δ_u, U, limita erorilor tolerate este o prismă ai cărei pereți sînt paraleli cu axa U, deoarece limitele erorilor admisibile nu depind de U. De aceea, la tranformatoarele de tensiune se consideră suficientă reprezentarea bidimensională a limitelor erorilor tolerate și reale în diagrama complexă a erorilor. Și în acest caz, rămîne valabil faptul că limita erorilor reale trebuie să se găsească în interiorul limitelor erorilor tolerate (fig. 3.68, *e*). Limitele erorilor reale sînt delimitate, în diagrama complexă a erorilor, de două trepte (izoplete U = const) și de două curbe (izoplete Y = const).

Tabelul 3.7

Erorile tolerate pentru transformatoarele de tensiune în limitele de măsură conform recomandării CEI [3.53]

Clasa de precizie	$\pm \Delta_u$, %	$\pm \delta_u$, ′
0,1	0,1	5
0,2	0,2	10
0,5	0,5	20
1	1,0	40
2	2,0	Nu este determinată

Recomandarea internațională CEI [3.53] stabilește cinci clase de precizie (Cl 0,1; 0,2; 0,5; 1 și 2) pentru care sînt valabile erorile tolerate nominale, înscrise în tabelul 3.7, și aceasta în aceleași condiții ca și în norma ČSN 35.1360, dar pentru domeniul de măsură de la 80 la 120% din valoarea tensiunii primare nominale.

3.15. Mijloace pentru mărirea preciziei

3.15.1. Corecția de înfășurare

La transformatorul de tensiune al cărui raport de transformare este egal cu raportul nominal de trasformare ($k_n = k_u$), se folosește pentru limitele erorilor de tensiune reale numai jumătatea negativă a limitelor erorilor de tensiune tolerate ($\Delta_u < 0$). Folosirea limitelor erorilor tolerate devine mai eficace (la fel ca la transformatorul de curent) prin deplasarea limitelor erorilor reale în limitele erorilor tolerate, în așa fel, încît să conțină și jumătatea pozitivă a limitelor erorilor de tensiune tolerate ($\Delta_u > 0$). Pentru aceasta, trebuie micșorat numărul de spire al înfășurării primare cu $\Delta N_1 = N_1^* - N_1 < 0$, în care N_1^* este numărul de spire corectat și N_1 este numărul inițial de spire pentru $k_n = k_u$. Mărimea procentuală a corecției de înfășurare este

$$\nu = \frac{N_1^* - N_1}{N_1^*} \cdot 100 = \frac{\Delta N_1}{N_1^*} \cdot 100 \quad [\%], \tag{3.138}$$

iar raportul tensiunilor secundare ale transformatorului, corectat și necorectat, este

$$\frac{U_2^*}{U_2} = \frac{N_1}{N_1^*} = 1 - 0{,}01\nu \quad [\mathrm{V}; -\ ;\ \%]. \tag{3.139}$$

Introducînd ecuația (3.105) în ecuația (3.139) rezultă (Δ_u în %)

$$\frac{U_2^*}{U_2} = [1 + 0{,}01\ (\Delta_u - \nu) - \Delta_u\, \nu \cdot 10^{-4}] \cdot k_n \ [\mathrm{V};\ \%], \tag{3.140}$$

iar ultimul termen al ecuației (3.140) din paranteza dreaptă se poate neglija fiind o mărime de ordinul al doilea. Deci, pentru transformatorul de tensiune compensat este valabilă relația

$$\Delta_u^* = \Delta_u - \nu \ [\%;\ \%]. \tag{3.141}$$

În diagrama complexă a erorilor, noua ordonată Δ_u^* se deplasează cu valoarea ν în sus (fig. 3.68, *e*), iar în diagramele $\Delta_u = f(U)$ și $\Delta_u = f(Y)$ — cu valoarea ν în jos (fig. 3.69, *a*, *b*) sau se deplasează cu această valoare limitele erorilor reale în sus, iar ordonata Δ_u rămîne neschimbată (fig. 3.69, *c*, *d*).

Mărirea numărului de spire al înfășurării primare ($\Delta N_1 > 0$ și cu aceasta și $\nu > 0$) determină deplasarea limitelor erorilor reale de tensiune în direcția valorilor negative ale erorii de tensiune și are importanță numai în cazuri cu totul speciale. Corecția de înfășurare are efect opus asupra raportului ambelor limite ale înfășurărilor secundare, adică

$$\nu = -\frac{N_2^* - N_2}{N_2^*} \cdot 100 = -\frac{\Delta N_2}{N_2^*} \cdot 100 \ [\%]. \tag{3.142}$$

În practică, prin eroare de tensiune se înțelege totdeauna eroarea de tensiune pentru corecția de înfășurare și se notează cu Δ_u în loc de Δ_u^*. Prin introducerea corecției de înfășurare, eroarea de unghi δ_u nu variază.

Transformatoarele de tensiune înaltă și foarte înaltă au la înfășurarea primară un număr mare de spire, iar scoaterea sau adăugarea unei spire ($\Delta N = 1$) provoacă

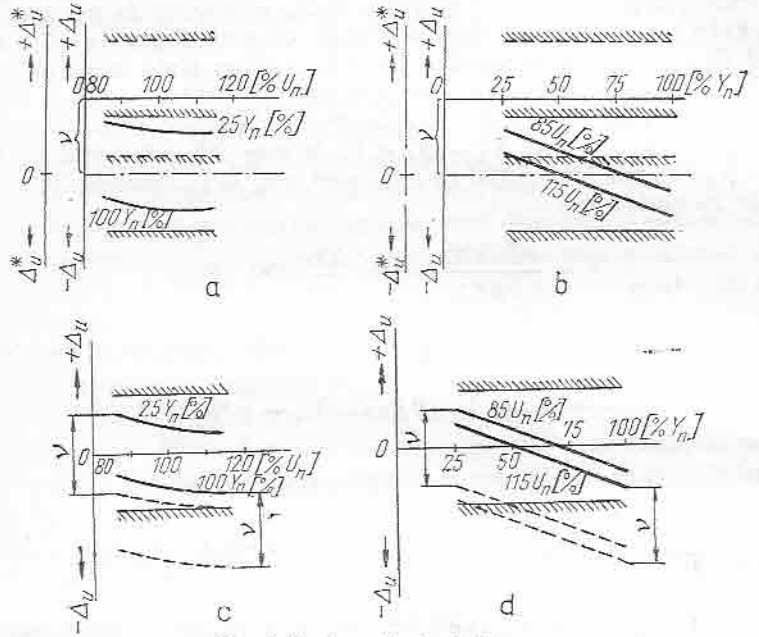


Fig. 3.69. Corecția de înfășurare:

a, *c* — în diagrama $\Delta_u = f(U)$; *b*, *d* — $\Delta_u = f(Y)$; *a*, *b* — deplasarea limitelor erorii admisibile și axa erorii de tensiune față de limita erorilor reale cu valoarea corecției de înfășurare ν: linii întrerupte — limita erorilor tolerate înainte de corecție; linii pline — după corecție; *c*, *d* — deplasarea limitelor erorii reale în limitele erorilor tolerate cu valoarea corecției de înfășurare ν: linii întrerupte — limitele erorilor reale înainte de corecție; linii pline — după corecție.

o variație foarte fină a erorii de tensiune. La transformatoarele de tensiune foarte precise, pentru joasă tensiune, care au un număr relativ mic de spire, este necesar, uneori, să se folosească fracțiuni de spiră, realizate prin aceeași metodă ca la transformatoarele de curent (§ 3.6.1).

La corecția fină a înfășurării se poate folosi, de asemenea, divizorul inductiv sau rezistiv, conectat în paralel cu una sau cu mai multe spire ale înfășurării secundare. Divizorul inductiv este mai avantajos, deoarece adaugă la sarcina transformatorului numai curentul lui de magnetizare. Reglarea se face în trepte (fig. 3.70). Divizoarele pentru transformatoarele de tensiune au o rezistență mai mare, numărul de spire și secțiunea miezului mai mari decît la transformatorul de curent.

Dacă miezul transformatorului este suficient dimensionat, divizorul inductiv se poate conecta ca autotransforator (fig. 3.70). La acest fel de conexiune, corecția la înfășurare poate fi făcută în limite mai mari.

Divizorul inductiv este folosit și la reglarea suplimentară a transformatoarelor la care nu se mai pot face corecții direct pe înfășurare (de exemplu, transformatorul

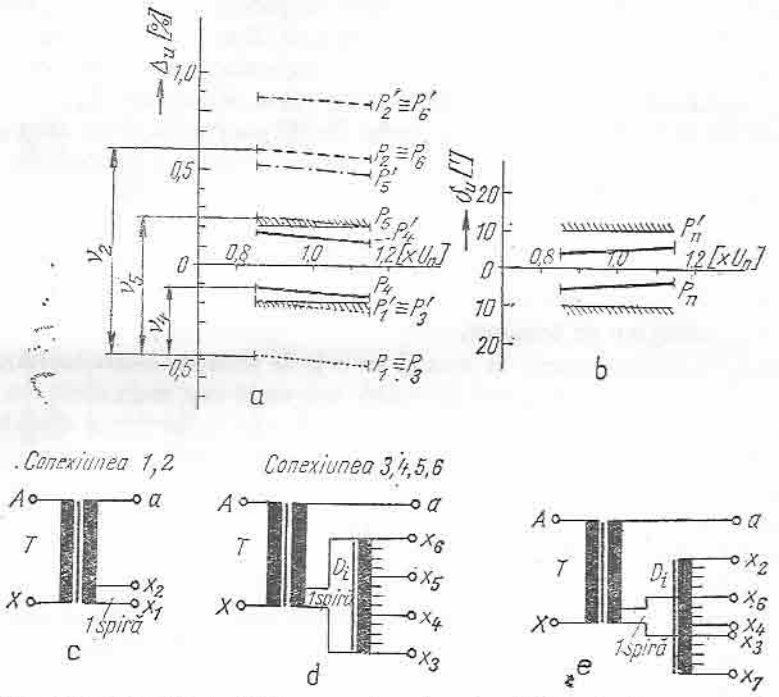


Fig. 3.70. Corecția de înfășurare a transformatorului de tensiune cu divizor inductiv:

a, *b* — curbele erorii de tensiune Δ_u și de unghi δ_u la diferite prize, conform schemei *c*, *d*; *c* — schema transformatorului de tensiune fără divizor, $N_2 = 90$ de spire (bornele $a - x_1$). $\Delta N_2 = -1$ spiră; *d* — schema de conexiuni a transformatorului de tensiune cu divizor inductiv; *e* — legarea divizorului inductiv cu autotransformator.

cu înfășurarea turnată în rășini epoxidice). Pentru reglarea suplimentară trebuie prevăzută din timp conectarea divizorului, astfel că se impune scoaterea unei borne suplimentare la înfășurarea secundară. Corecția de înfășurare suplimentară este necesară, în special, la transformatoarele cu tensiune foarte înaltă, la care înainte de impregnarea înfășurării, se poate face numai o verificare preliminară la tensiune scăzută (pe transformatorul uscat), cînd erorile pentru mersul în gol, determinate de curentul de magnetizare, sînt diferite față de erorile la inducțiile de lucru. Mai mult, la aceste transformatoare apar și erori suplimentare, determinate de capacitatea înfășurării primare față de pămînt.

3.15.2. Conexiuni artificiale pentru compensarea erorilor

La transformatoarele de tensiune se folosesc rar conexiunile artificiale, deoarece aceste transformatoare au puteri mai mari în comparație cu transformatoarele de curent, fapt care rezultă din folosirea mai bine a materialului magnetic. Erorile la mersul în gol pot fi modificate prin legarea în paralel la bornele secundare ale transformatorului a unui condensator corespunzător ales. Curentul capacitiv compensează componenta inductivă a curentului de magnetizare, așa cum s-a reprezentat în fig. 3.62. Prin această soluție se micșorează eroarea de tensiune Δ_{u0}, dar nu este valabilă pentru îmbunătățirea erorii de unghi. După cum rezultă din ecuația (3.133), pentru δ_{u0} nu se obține eroarea zero nici la compensarea totală a componentei inductive a curentului de magnetizare, adică pentru $\varphi_0 = 0$, deoarece ea este

$$\delta_{u0} = 34{,}4\ \alpha_{u0} \sin(-\varphi_{k1})\ [\%]. \tag{3.143}$$

Valoarea negativă a lui δ_{u0} înrăutățește folosirea limitelor erorii de unghi la transformatoarele inductive de tensiune.

La unele transformatoare, în special la cele de tensiune foarte înaltă, la care componenta inductivă a impedanței interioare este mult mai mare decît cea activă, din contra, este mai avantajoasă mărirea componentei inductive a curentului de magnetizare prin conectarea în paralel a unei bobine de reactanță sau prin realizarea unui întrefier în miez. Dacă $\varphi_0 > \varphi_{k1}$, atunci, conform ecuației (3.133), eroarea δ_{u0} este pozitivă, iar pentru ecartul erorii $(\Delta\delta_u)_Y$ se poate folosi o parte mai mare din limita erorii de unghi admise.

În fig. 3.71, *a* este dată schema unei instalații auxiliare simple, indicată pentru compensarea transformatoarelor de foarte înaltă tensiune, cu ajutorul căreia se poate realiza corecția suplimentară a erorii de tensiune și a erorii de unghi. Instalația auxiliară se conectează la bornele secundare ale transformatorului de tensiune T, adăugînd la tensiunea secundară $\underline{U}_2$ două tensiuni de corecție $\underline{U}_{\Delta 2}$ și $\underline{U}_{\delta 2}$, decalate una față de cealaltă cu 90°, a căror mărime se poate modifica. Tensiunea $\underline{U}_{\Delta 2}$ luată de la transformatorul T_Δ este în fază cu tensiunea $\underline{U}_2$ și corectează eroarea de tensiune Δ_u. Tensiunea de corecție $\underline{U}_{\delta 2}$, necesară modificării erorii de unghi, se obține prin conectarea artificială a rezistențelor chimice R_1, R_2, a bobinei de reactanță L la transformatorul T_δ. În fig. 3.71, *b* este dată diagrama fazorială a tensiunii pe elemente separate ale instalației de compensare, iar pentru a scoate mai mult în evidență tensiunile de corecție $\underline{U}_{\Delta 2}$ și $\underline{U}_{\delta 2}$, acestea sînt mărite în comparație cu tensiunea $\underline{U}_2$. În fig. 3.71, *c* este dată o schemă asemănătoare în care rezistența R este legată puțin diferit ca și bobina de reactanță L și transformatorul T_δ, pentru corecția erorii de unghi δ_u. Funcționarea acestei scheme rezultă din diagrama fazorială 3.71, *d*.

Mărirea substanțială a puterii transformatorului de tensiune se poate realiza prin compensarea căderii de tensiune, a cărei mărime depinde de sarcină și care se realizează prin legarea în serie a capacității la circuitul secundar și prin reglarea

potrivită a erorii de unghi. Modificarea erorii de unghi se poate face, de asemenea, prin încărcarea transformatorului cu o sarcină activă mare. Această metodă este neeconomică, iar pentru unele transformatoare, ce au curent mare de magnetizare, nici nu a dat rezultate.

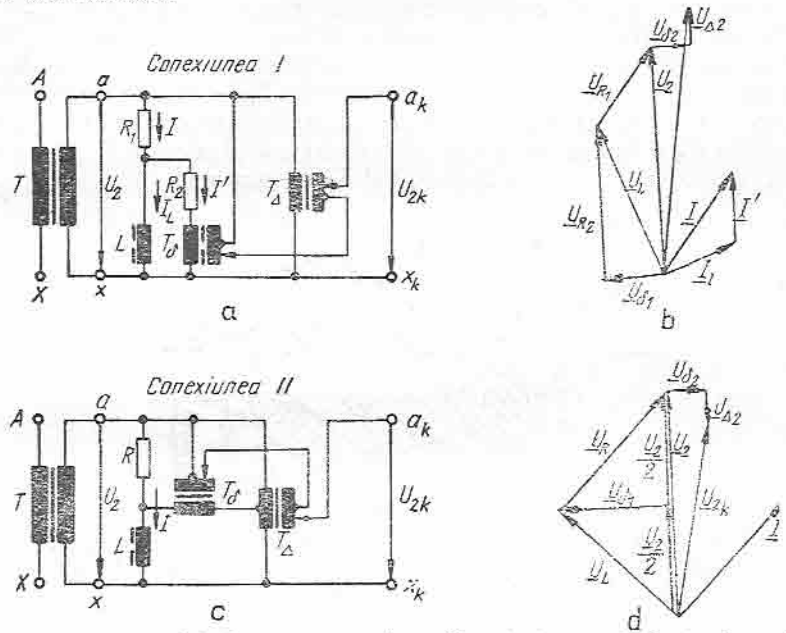


Fig. 3.71. Dispozitivul pentru corecția suplimentară a erorii de tensiune și de unghi la transformatoarele de tensiune foarte înaltă:
a — schema de conexiune *I*; *b* — diagrama fazorială a tensiunii pentru conexiunea *I*; *c* — schema de conexiune *II*; *d* — diagrama fazorială a tensiunii pentru conexiunea *II*.

Rezultate foarte bune a dat instalația de compensare, realizată după Hanuš [3.54], la care, pe lîngă compensarea componentei reactive a căderii interne de tensiune prin condensator se pot reduce erorile de tensiune și de unghi, astfel încît să se realizeze utilizarea optimă a limitelor erorilor tolerate.

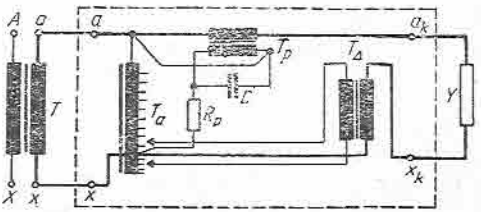


Fig. 3.72. Schema de conexiuni pentru compensarea erorilor la transformatoarele de tensiune (după Hanuš).

Conexiunea cea mai utilizată pentru circuitul de compensare este dată în fig. 3.72. Căderea variabilă de tensiune în reactanța de dispersie a transformatorului T este compensată de condensatorul C, care este conectat la circuitul de compensare

prin intermediul transformatorului auxiliar T_p, al cărui raport de transformare se alege astfel încît capacitatea condensatorului să fie justificată tehnico-economic. Transformatorul T_p trebuie să aibă curent de magnetizare mic, pierderi mici în circuitul magnetic și în înfășurare și o reactanță de dispersie mică. Pentru acest scop cel mai potrivit este miezul toroidal din material magnetic cu permeabilitate înaltă, cum ar fi permalloyul și altele. Înfășurarea trebuie să fie repartizată uniform, pe întregul circuit. Prin acțiunea comună a condensatorului C și a rezistenței R_D, se obține, în înfășurarea primară a transformatorului T_p, tensiunea potrivită pentru reglarea erorii de unghi. Pentru corecția erorii de tensiune servește un alt transformator auxiliar T_Δ alimentat de către autotransformatorul cu prize T_a. Sarcina secundară Y se conectează la bornele dispozitivului de compensare.

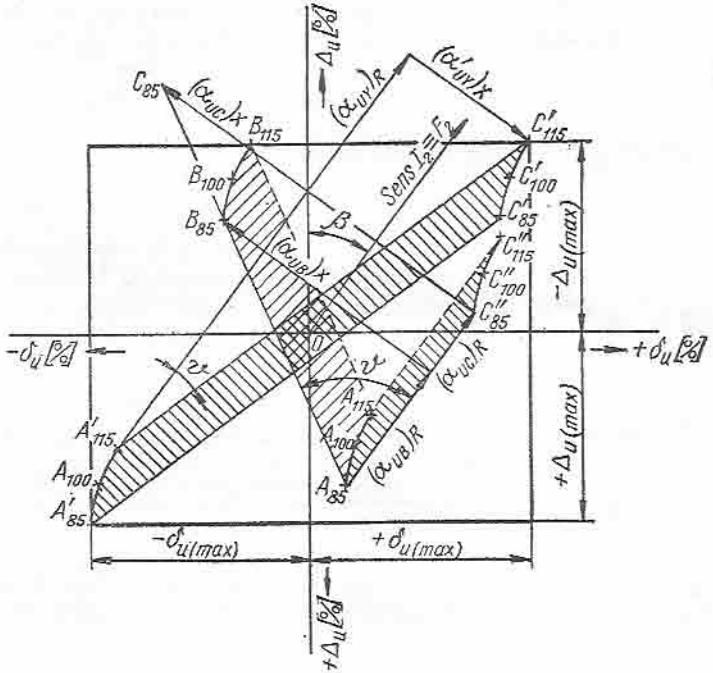


Fig. 3.73. Diagrama complexă a erorilor transformatorului de tensiune cu dispozitiv de compensare, conform fig. 3.72: A_{85}, A_{115}, B_{115}, B_{85}, — limitele erorilor reale ale transformatoarelor fără compensare; A'_{15}, A'_{115}, C'_{115}, C'_{58} — limitele erorilor reale ale transformatoarelor cu compensare.

Funcția de acțiune a dispozitivului de compensare rezultă din diagrama complexă a erorilor din fig. 3.73. Pentru transformatorul alimentînd o sarcină variabilă, la o tensiune primară constantă, punctul final al fazorului $\underline{U}_1$ se deplasează pe linia dreaptă A_{85}, B_{85}, C_{85} (izopleta U = const). Distanța dintre punctele de pe această dreaptă corespund variației erorii de tensiune α_{uB}, α_{uC} determinată de sarcină, adică corespunde variației căderii de tensiune pe impedanța de trecere a transformatorului

T și este direct proporțională cu diferența dintre putere și sarcină [$P \sim Y$, ecuația (3.129), fig. 3.63]

$$\frac{\overline{A_{85}B_{85}}}{\overline{A_{85}C_{85}}} = \frac{\alpha_{uB}}{\alpha_{uC}} = \frac{P_B - P_A}{P_C - P_A} = \frac{|Y_B| - |Y_A|}{|Y_C| - |Y_A|}, \tag{3.144}$$

$$P_A < P_B < P_C, \; Y_A < Y_B < Y_C.$$

La putere constantă și variația tensiunii primare în limitele 85% pînă la 115% U_1, punctul final al fazorului $\underline{U}_1$ descrie curba dată de punctele A_{85}, A_{100}, A_{115} sau B_{85}, B_{100}, B_{115} (adică izopleta $Y = \text{const}$). Conform fig. 3.68, *e*, limita erorilor admise este dată de dreptunghiul cu dimensiunile $2\Delta_{umax} \cdot 2\,\delta_{umax}$, unde Δ_{umax} și δ_{umax} sînt erorile maxime admise în clasa de precizie dată. Fazorul căderii de tensiune, dat de segmentul $\overline{A_{85}B_{85}}$ (adică segmentul erorii de transformare α_{uB}), îl descompunem, funcție de direcția curentului secundar $\underline{I}_2 \equiv \underline{F}_2$ dată de factorul de putere $\cos\varphi$, în două componente. Componenta activă $(\alpha_{uB})_R$ este în fază cu curentul $\underline{I}_2$, componenta reactivă $(\alpha_{uB})_X$ fiind perpendiculară pe aceasta. Mărimile acestor componente se iau din diagrama complexă sau se calculează din ecuațiile:

$$(\alpha_{uB})_R = -(\Delta\Delta_u)_{BA}\cos\varphi + 0\,0291\,(\Delta\delta_u)_{BA}\sin\varphi\;[\%;\%;']\tag{3.145}$$

$$(\alpha_{uB})_X = -(\Delta\Delta_u)_{BA}\sin\varphi - 0{,}0291\,(\Delta\delta_u)_{BA}\cos\varphi\;[\%;\%;'] \tag{3.146}$$

în care: $(\Delta\Delta_u)_{BA}$ și $(\Delta\delta_u)_{BA}$ reprezintă ecartul erorilor pentru puterile P_B și P_A

$$(\Delta\Delta_u)_{BA} = \Delta_{uB} - \Delta_{uA} \quad [\%;\%], \tag{3.147}$$

$$(\Delta\delta_u)_{BA} = \delta_{uB} - \delta_{uA} \quad [';']. \tag{3.148}$$

Din componentele căderii de tensiune se pot determina rezistența de trecere și reactanța transformatorului T, ambele raportate la secundar

$$R = \frac{R_1}{K_n^2} + R_2 = \frac{(\alpha_{uB})_R \cdot U_{2n}^2}{100\,(P_B - P_A)}\;[\Omega;\;\Omega;\;\%;\;\text{V},\;\text{VA}]; \tag{3.149}$$

$$X = \frac{X_1}{K_n^2} + X_2 = \frac{(\alpha_{uB})_X \cdot U_{2n}^2}{100\,(P_B - P_A)}\;[\Omega;\;\Omega;\;\%,\;\text{V},\;\text{VA}]. \tag{3.150}$$

Dacă se compensează componenta reactivă X cu ajutorul condensatorului C' conectat în serie,

$$C' = \frac{1}{\omega X}[\text{F};\,\text{rad/s},\;\Omega], \tag{3.151}$$

atunci componenta reactivă va fi nulă, iar impedanța de trecere a transformatorului va fi egală cu rezistența lui activă. Variația căderii de tensiune, cînd variază puterea de la P_A la P_B, va corespunde componentei active $(\alpha_{uB})_R$.

Limitele erorilor reale ale unui astfel de transformator de tensiune compensat se micșorează și din această cauză transformatorul poate fi pus sub o sarcină mai mare, căreia îi corespunde punctul C''_{85}. Pentru transformatorul fără compensare,

erorile date de sarcină ar fi fost (punctul C_{85}) în afara limitei erorilor admise de clasa de precizie dată.

Cea mai mare putere se obține, dacă punctul inițial A_{85} se deplasează în punctul A'_{85} dat de coordonatele $+\Delta_{umax}$ și $-\delta_{umax}$ și dacă segmentul $\overline{ABC}$ (izopleta $U=$ = const), care reprezintă dependența de sarcină, este paralel cu diagonala dreptunghiului limitei erorilor tolerate. Transformatorul trebuie compensat pentru ca componenta $(\alpha'_{uY})_X$ să capete valoare negativă.

Sensul limitei erorilor reale este determinat de raportul dintre reactanța X și rezistența activă R a transformatorului, sau de raportul căderilor de tensiune $(\alpha_{uB})_X$ și $(\alpha_{uB})_R$

$$\operatorname{tg}\vartheta = \frac{X}{R} = \frac{(\alpha_{uB})X}{(\alpha_{uB})_R} \quad [\Omega, \%]. \tag{3.152}$$

Puterea consumată este indicată de mărimea componentei active sau de eroarea de transformare $(\alpha_{uB})_R$, care, în cazul folosirii optime a limitelor erorilor tolerate, este dată de mărimea $\operatorname{tg}\vartheta'$. Pentru unele clase de precizie, mărimile $(\alpha'_{uY})_R$ și $\operatorname{tg}\vartheta'$ sînt date în tabelul 3.8.

Tabelul 3.8

Valorile $\operatorname{tg}\vartheta'$ și $(\alpha'_{uY})_R$ în cazul folosirii optime a limitelor erorilor tolerate, cu compensare după Hanuš [3.54]

Clasa de precizie	$\operatorname{tg}\vartheta' = \frac{(\alpha'uY)X}{(\alpha'uY)R}$	$(\alpha'_{uY})_R$, %
0,2	— 0,33	0,66
0,5	— 0,21	1,50
1	—0,21	3,00

Capacitatea condensatorului C, conectat la partea secundară a transformatorului T_p din instalația de compensare, se calculează cu ajutorul ecuației

$$C = \frac{K_p^2}{[X + X_k - \operatorname{tg}\vartheta'(R + R_k)]\omega} [\mathrm{F};\ \mathrm{rad/s},\ \Omega], \tag{3.155}$$

unde: R și X sînt componentele impedanței de trecere a transformatorului, R_k și X_k sînt componentele impedanței de trecere a instalației de compensare fără condensatorul C, k_p este factorul de transformare al transformatorului T_p.

Din fig. 3.74 rezultă rolul rezistenței R_D în reglarea erorii de unghi, la $-\delta_{u\,max}$, în timpul mersului în gol. Valoarea aproximativă a rezistenței R_D se poate determina din ecuația

$$R_D \approx \frac{3440\ k_p}{\delta_{u\,max}\,\omega C}\ [\Omega; ', \mathrm{F}]. \tag{3.154}$$

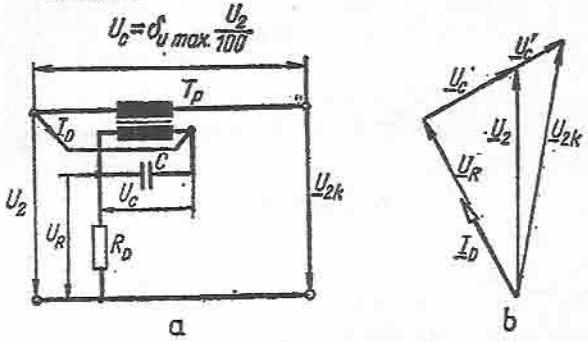


Fig. 3.74. Schema funcțională a părții instalației de compensare pentru corecția erorii de unghi:
u — schema de conexiuni; b — diagrama fazorială a tensiunilor

Pentru stabilirea avantajului dat de compensare se compară lungimea fazorilor căderilor active de tensiune în transformatorul fără compensare $(\alpha_{uB})_R$ și cu dispozitiv de compensare $(\alpha_{uY})_R$. Factorul de creștere al puterii este

$$K = \frac{(\alpha_{uY})_R}{(\alpha_{uB})_R}. \tag{3.155}$$

Cu aproximație se poate spune că instalația de compensare aduce un avantaj cu atît mai mare cu cît este mai mare raportul

$$\frac{(\alpha_{uB})_X}{(\alpha_{uB})_R}.$$

Acest raport depinde de tensiunea nominală care influențează mărimea reactanței de dispersie (tabelul 3.9). Instalația de compensare permite să se mărească

Tabelul 3.9

Îmbunătățirea adusă prin compensarea erorilor transformatorului de tensiune, după Hanuš [3.54]

Nivel de izolație nominal kV	Factorul de mărire a puterii K
10	1,3—1,7
22	1,5—1,9
35	1,7—2,0
110 și mai mult	1,9—2,8

puterea transformatorului fără a se interveni în construcția lui internă. Utilizarea acestui dispozitiv permite redimensionarea conductoarelor circuitelor secundare de la transformator la aparatele de măsurat și de protecție (v. § 12.8.1).

Un principiu asemănător folosește instalația de compensare, utilizată pentru compensarea transformatorului capacitiv de tensiune. Condensatorul C este înlocuit cu o bobină de reactanță, iar circuitul paralel în care se află rezistența R_D este folosit aici nu numai pentru îmbunătățirea erorii de unghi, ci și pentru amortizarea armonicelor din undele de supratensiune (subcap. 8.1).

O altă metodă de compensare a erorii de unghi δ_u, folosită la transformatoarele de tensiune cu miez tip bară, este indicată în fig. 3.79 (subcap. 3.18).

3.16. Puterea maximă

În exploatare se cere, uneori, de la transformatorul de tensiune o putere foarte mare, cu mult mai mare decît este puterea sa nominală. În acest caz, exigențele în ceea ce privește precizia sînt mult reduse. Pentru a se putea determina în ce măsură transformatorul de tensiune corespunde STAS 4323-62, vom introduce noțiunea de putere maximă P_m. Aceasta este puterea care poate fi debitată continuu pe partea secundară a transformatorului, la o tensiune de exploatare maximă U_m și un factor de putere secundar nominal ($\cos \varphi_n = 0{,}8$). În aceste condiții, eroarea de tensiune nu are voie să depășească valoarea $\Delta_u = -10\%$, iar încălzirea nu trebuie să depășească valorile admise (v. cap. 6). La puterea maximă corespunde sarcina maximă $|Y_m| = P_m/U_m$.

Dacă eroarea de tensiune $(\Delta_u)_n$ și eroarea de tensiune determinată de sarcină $(\Delta_{uY})_n$ sînt erori determinate de sarcina nominală Y_n, iar eroarea de tensiune la mers în gol la tensiunea de exploatare maximă este $(\Delta_{u0})_m$ și ν este corecția de înfășurare, atunci sarcinii maxime îi corespunde eroarea de tensiune determinată de sarcină

$$(\Delta_{uY})_m = -10 - [(\Delta_{u0})_m - \nu]\ [\%] \quad \text{și}$$

$$\frac{|Y_m|}{|Y_n|} = \frac{(\Delta_{uY})_m}{(\Delta_{uY})_n} = \frac{-10\ [(\Delta_{u0})_m - \nu]}{(\Delta_u)_n - [(\Delta_{u0})_m - \nu]} = \frac{-10 - (\Delta_{u0})_m^*}{(\Delta_u)_n - \Delta_{u0})_m^*}. \tag{3.156}$$

Ecuația (3.156) limitează puterea maximă din punctul de vedere al preciziei

Condiția de încălzire maximă admisă este dată de

$$\frac{|Y_m|}{|Y_n|} \approx \frac{\delta_m}{\delta_n}, \tag{3.157}$$

unde δ_m este densitatea maximă admisă a curentului, determinată de încălzirea maximă admisă și δ_n este densitatea curentului la sarcina nominală. Din ambele condiții este valabilă în final acea condiție, care indică o valoare mai mică a lui Y_m; de aici se determină apoi P_m.

3.17. Cascada electromagnetică a transformatoarelor de tensiune

Tensiunea se poate transforma din partea primară în partea secundară fie într-o singură treaptă, cînd întreaga tensiune de la bornele primare este aplicată înfășurării primare, pe un singur transformator de tensiune, fie în cîteva trepte, cînd această tensiune se împarte pe înfășurările primare ale cîtorva trepte de transformatoare; două din ele pot avea circuitul magnetic comun (fig.3.75). Această dispoziție reprezintă o cascadă electromagnetică a transformatoarelor de tensiune [3.55]. Alegerea cascadei se face aproape exclusiv numai din motive de izolare și astfel cascada electromagnetică este și cascada de izolare (v. cap. 4).

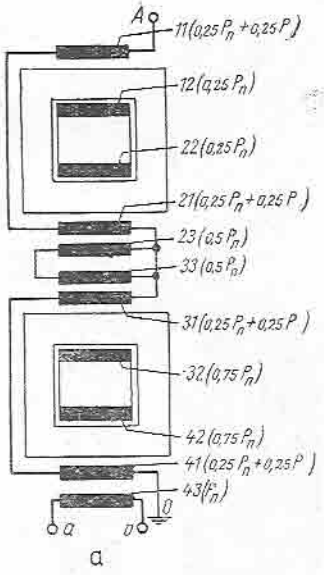


Fig. 3.75. Cascada electromagnetică a transformatorului de tensiune cu două circuite magnetice și patru trepte de transformare:

11, 21, 31, 41 — înfășurări primare; *12, 22, 32, 42* — înfășurări de compensare a porțiunilor de circuit magnetic, de sus și de jos; *23, 33* — înfășurarea de cuplare a ambelor circuite magnetice; *43* — înfășurarea secundară; *P* — puterea la mers în gol.

Relațiile energetice pentru cascada electromagnetică pot fi analizate, într-o primă aproximare, cu ajutorul unei metode simple (cu neglijarea pierderilor în înfășurările individuale), prin suprapunerea regimului de mers în gol (cînd treptele sînt magnetizate individual numai de către înfășurarea primară) cu regimul de mers în scurt circuit, cînd fluxurile magnetice sînt aproximativ nule în toate treptele, iar puterea luată la bornele secundare se transmite la treptele precedente, parțial direct de la înfășurarea primară a ultimei trepte *41* la înfășurarea secundară *43* și parțial prin înfășurările de compensare și de cuplare. Se ajunge astfel la bilanțul energetic indicat pentru cascada în patru trepte, care are două circuite magnetice (întotdeauna un circuit magnetic comun pentru două trepte de transformare), dată în fig. 3.75 [S6]. Deducerea schemei echivalente este destul de complicată și greoaie,

la fel cu deducerea ecuației pentru calculul impedanței de trecere [3.56], întrucît unele înfășurări ale cascadei sînt conectate în paralel, altele în serie (fig. 3.75). Prin aceasta se complică și calculul erorii de mers în gol și cea determinată de sarcină. Valorile de bază pentru calculul erorilor (impedanța de trecere și eroarea de transformare la mers în gol) se determină, cel mai ușor, prin măsurare pe prototip sau pe modelul funcțional.

Se înțelege de la sine că erorile cresc o dată cu mărirea numărului de trepte de transformare și de aceea, numărul lor nu poate fi mărit oricît. Chiar cînd această împrejurare nu este un obstacol important, ca în cazul transformatoarelor de curent — efectul nedorit al numărului mare de trepte se poate compensa într-o anumită măsură cu ajutorul corecției de înfășurare, construcția potrivită a înfășurării și prin

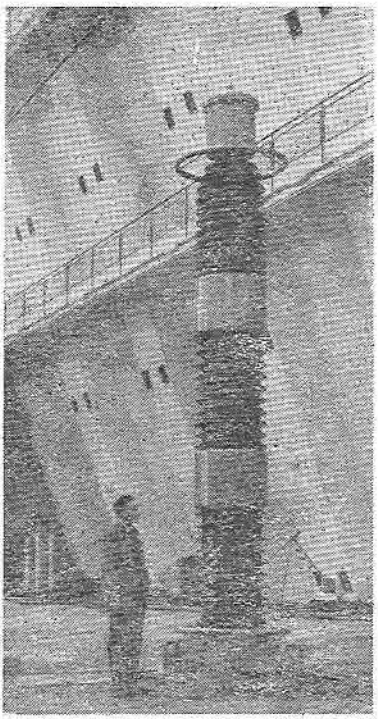


Fig. 3.76. Transformatorul de tensiune COF 380 Z (Škoda Plzeň).

mărirea secțiunii active a circuitului magnetic. În general, nu se recomandă mai mult de patru trepte de transformare. Un caz excepțional îl constituie construcția transformatorului de tensiune de 380 kV, realizată la Întreprinderea SKODA din Plzen, care are șase trepte de transformare (pentru fiecare două din ele circuitul magnetic este comun); producția lui de serie nu s-a realizat însă (fig. 3.76).

3.18. Transformatorul de tensiune cu miez tip bară

Transformatorul de tensiune cu circuitul magnetic deschis a fost descris pentru prima dată de Biermanns în anul 1937 [3.57]; în ultimii ani utilizarea lui a devenit mai largă, în special în domeniul tensiunilor foarte înalte [3.58 și 3.59]. Avantajele lui sînt: conținutul mic de ulei, suprafața mică ocupată, greutatea mică și aspectul estetic. Schema transformatorului de tensiune cu miez tip bară este dată în fig. 3.77.

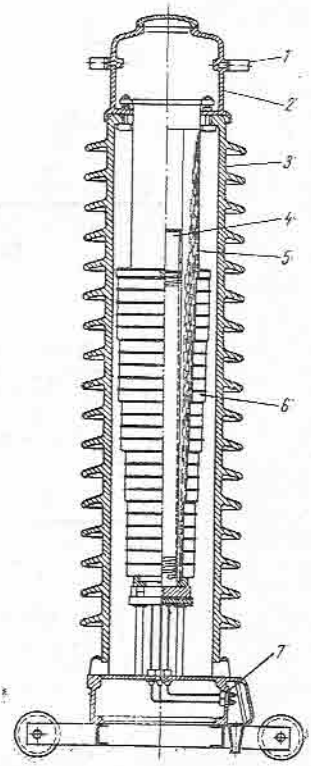


Fig. 3.77. Secțiunea prin transformatorul de tensiune cu miez tip bară (Sprecher și Schuh, Aarau):
1 — bornele primare; *2* — capac pentru borne; *3* — cămașă izolator; *4* — miezul tip bară cu înfășurarea secundară. *5* — izolația principală (determinată de armăturile de condensator); *6* — înfășurarea primară; *7* — placa suport cu bornele secundare.

Circuitul său magnetic este realizat numai de miezul magnetic în formă de bară (de unde și denumirea), iar fluxul magnetic se închide în afara miezului, prin aer; această cale inversă, de aer, reprezintă jugul circuitului magnetic. Deoarece reluctanțele ambelor căi ale fluxului magnetic (a miezului tip bară și al „jugului" de aer) diferă fundamental una de alta, pentru schema echivalentă a acestui transformator este mai avantajos cvadripolul II (fig. 3.78) la care $Y_{0j} \gg Y_{0c}$; iar admitanța Y_{0j} are

numai componenta activă B_{0j}, pe cînd admitanța Y_{0c} poate fi neglijată față de Y_{0j} (fig. 3.78, *b*). Diagramele fazoriale corespunzătoare (a se compara fig. 3.60 și 3.61) sînt date în fig. 3.68, *c*, *d*. Din ele rezultă că

$$\alpha_{u0} \approx r_1 y_{0j} \cdot 100 = r_1 b_{0j} \cdot 100 \approx 0{,}0291\, \delta_{u_0}\ [\%; ']\qquad (3.157)$$

și $\Delta_{u0} \approx 0$. Mai departe $\varphi_0 = 90°$ și $\varphi_{hij} = 0$.

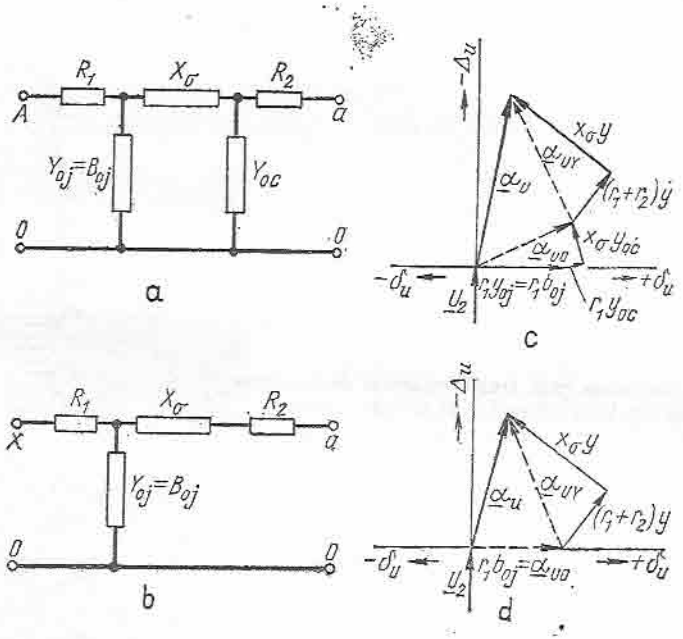


Fig. 3.78. Schema echivalentă și diagrama complexă a erorilor a transformatorului de tensiune cu miez tip bară (componentele $r_1 y_{0c}$ și $\alpha_0 y_{0c}$ sînt exagerat mărite, pentru a fi scoase în evidență, în realitate ele sînt mult mai mici față de $r_1 \cdot b_{0j}$.

Erorile de tensiune determinate de sarcină sînt date la fel ca la transformatorul cu circuitul magnetic închis, cum rezultă clar din figură. Eroarea de unghi la mers în gol δ_{u0} se poate compensa fie prin creșterea capacității înfășurării primare față de pămînt prin legarea unui condensator sau a unui sistem de condensatoare corespunzător dimensionate între înfășurarea primară și pămînt, fie prin compensarea pe partea secundară cu tensiunea auxiliară (fig. 3.79). Ca sursă de tensiune pentru compensarea secundară se poate folosi divizorul capacitiv care este alcătuit din armăturile condensatoarelor introduse în izolația principală a transformatorului [3.58].

Dezavantajul transformatorului de tensiune cu miez tip bară constă în faptul că precizia lui este sensibilă la prezența obiectelor din materiale feromagnetice în imediata lui apropiere. Astfel, placa de suport pe care este fixat miezul, trebuie să

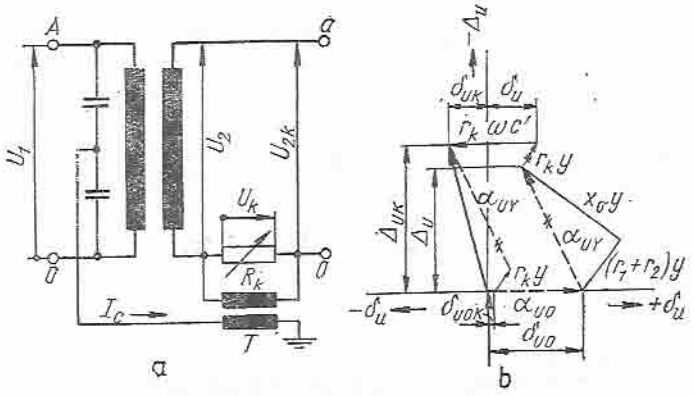


Fig. 3.79. Compensarea erorii de unghi cu tensiune auxiliară pe partea secundară:

a — schema de conexiuni; *b* — diagrama complexă a erorilor; I_c — curentul capacitiv de compensare; R_k — rezistența de compensare; T — transformatorul auxiliar; U_1 — tensiunea primară; U_2 — tensiunea secundară; U_k — tensiunea de compensare; U_{2k} — tensiunea secundară după compensare; $r_k = R_k/N_2^2$, C' — capacitatea recalculată la factorul de transformare al transformatorului auxiliar T și împărțită la N_2^2; δ_{uo}, Δ_u δ_u, — erorile fără compensare; δ_{uok}, Δ_{uk}, δ_{uk} — erorile după compensare (Spreeher și Schuh, Aarau).

fie din material nemagnetic. Despre posibilitatea realizării transformatorului de tensiune tip bară stă mărturie faptul că se fabrică în mod curent pentru tensiunea de 220 kV [3.58], iar principiul lui a fost cu succes folosit și în cascada cu două trepte la 345 kV [3.59] și în cascade cu patru trepte la 750 kV (fig. 7.55 și 7.56).

4 Izolația

4.1. Considerații generale

Pentru fiecare transformator de măsură, există o soluție pentru realizarea izolației, aceasta fiind una din cele mai importante probleme ce se pun la adoptarea unui tip sau altul, cu atît mai mult, cu cît este mai ridicat nivelul nominal de izolație. La transformatoarele de măsură pentru tensiuni foarte înalte, această problemă este fundamentală, din ea rezultă întreaga concepție a soluției alese și determină apriori limitele posibile ale proprietăților lor funcționale [4.1].

Ca și izolația celorlalte mașini și instalații montate în rețelele electrice, și izolația transformatoarelor de măsură este supusă la două tipuri de solicitări dielectrice, și anume: tensiuni alternative (de frecvență industrială sau mărită) și tensiuni de impuls (la supratensiuni atmosferice). Acestor solicitări de exploatare le corespund încercările de izolație (încercarea cu tensiune aplicată, încercarea de izolație între spire cu tensiune de frecvență industrială și încercarea cu unde de impuls), cum și tensiunile de încercare stabilite în funcție de nivelul de izolație ales (v.subcap. 11.7).

Între solicitarea izolației cu tensiuni de frecvență industrială și cu tensiuni de impuls se află, prin caracterul său, solicitarea la supratensiuni de comutație (cu frecvențe mai mari decît cea industrială, de la cîteva sute de Hz pînă la cîțiva kHz). Verificarea rezistenței izolației la acest tip de solicitare dielectrică este pînă în prezent obiectul studiilor și nu este încă standardizată o metodă de încercare pentru acest tip de solicitări [4.2].

Soluția de izolare a transformatorului de măsură este impusă de nivelul nominal de izolație și de tensiunile de ținere la frecvență industrială și la impuls; funcție de acestea se aleg dispunerea înfășurărilor, distanțele de izolație și materialele izolante.

Izolația transformatorului de măsură se împarte în *izolație exterioară* și *interioară*. Izolația exterioară este acea izolație, asupra căreia acționează factorii externi, cum ar fi atmosfera exterioară, praful, umiditatea, ploaia, radiațiile solare, eventual vaporii agresivi, mucegaiul și altele în timp ce izolația interioară se consideră aceea asupra căreia factorii menționați nu au nici o influență.

Izolația internă a transformatorului conține atît izolația longitudinală a înfășurărilor, adică izolația conductoarelor, izolația dintre straturi, izolația bobinei etc., cît și izolația principală a înfășurării, adică izolația față de părțile legate la pămînt. Se remarcă, în special, partea de izolație principală a înfășurării, care separă circuitul primar de circuitul secundar și de părțile active legate la pămînt sau de părțile constructive (la cascadă izolează circuitul primar al fiecărei trepte de transformare de circuitul său secundar).

Funcție de soluția constructivă adoptată pentru transformatorul de măsură, uneori o parte oarecare a izolației lui interioare poate alcătui cu izolația exterioară un tot unitar. De exemplu, la transformatoarele uscate izolația din porțelan sau din rășină epoxidică turnată reprezintă atît izolația exterioară a transformatorului, cît și izolația lui principală. În unele cazuri, nivelul de izolație principal nu poate fi indicat separat de nivelul de izolație longitudinal al înfășurării, așa cum este cazul la transformatoarele de tensiune monofazate. Pentru siguranță este indicat ca nivelul de izolație impus pentru izolația principală să fie totdeauna mai mare decît nivelul de izolație pentru izolația exterioară, care este determinat de tensiunea de conturnare a izolatorului [4.2].

Dimensiunile principale ale transformatoarelor de măsură, destinate pentru montaj în interior, depind de forma cîmpului electric exterior și într-o măsură mai mică de forma și de materialul izolatorului (fig. 4.1 și tabelul 4.1); pentru alegerea modului de izolare este hotărîtoare tensiunea de ținere la impuls de polaritate pozitivă.

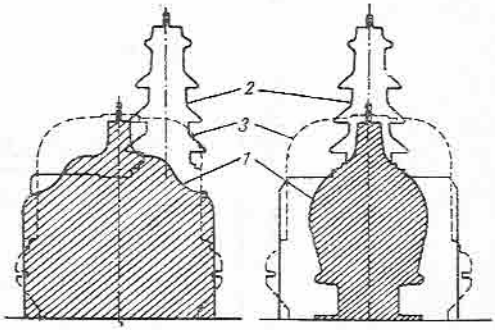


Fig. 4.1. Dimensiunile principale ale diverselor tipuri de transformatoare de tensiune monofazate de 35 kV (EJF Brno):
1 — transformator în rășini epoxidice turnate; *2* — transformator cu izolație din porțelan; *3* — transformator în ulei.

Pentru ca dimensiunile transformatoarelor să fie mici, cîmpul electric în izolația principală și izolația exterioară trebuie să fie cît mai uniform. Forma electrozilor, înfășurarea, circuitul magnetic, placa suport trebuie să fie adaptate acestui scop. Uniformizarea cîmpului se poate realiza și prin utilizarea diverselor soluții de ecranare și dirijare a cîmpului longitudinal sau transversal, cum se realizează la

Tabelul 4.1

Caracteristicile tehnice ale transformatoarelor de tensiune monofazate (EJE) Brno

Execuția	Nivelul nominal de izolație kV	Tesiunea de încărcare		Puterea maximă VA	Mărimea relativă	Masă totală kg	Masa relativă		Domeniul de utilizare și siguranța în exploatare
		alternativă kV	de impuls kV				a părților active %	a înfășurării %	
Transformator de tensiune în rășină epoxidică turnată tip J 353	35	70	180	1000	F.4.1. poziția *1*	65	79	52	Transformator cu miez turnat în realizare tropicalizată
Transformator de tensiune uscat cu izolație de porțelan, tip UF 30	35	70	180	800	Fig. 4.1. poziția *2*	95	100	100	Transformator numai pentru montare în interior
Transformator de tensiune în ulei tip ONVJ	35	70	180	700	Fig. 4.1 poziția *3*	82	62	109	Masa uleiului 18 kg. În caz de avarie este pericol de incendiu, se poate folosi la tropice

izolatoarele tip condensator etc.. În prezent se pot obține parametri tehnici înalți la dimensiuni și greutăți mici, dacă transformatorul se toarnă în rășină epoxidică, care are nu numai proprietăți dielectrice excepționale, ci satisface și cerințele impuse de o tehnologie rațională (fig. 4.2).

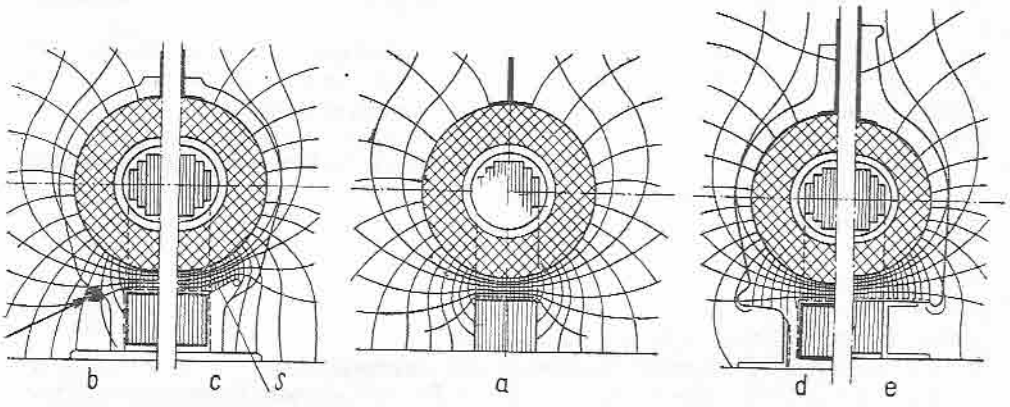


Fig. 4.2. Secțiune transversală printr-un transformator de tensiune monofazat și cîmpul electric al acestuia:

a — cîmpul electric între înfășurarea primară și secundară în cazul în care izolația lipsește; *b* — idem cu miez înglobat în corpul de izolare (în locul indicat cu săgeata apar descărcări); *c* — aceeași realizare ca în fig. 4.2, *b*, dar cu ecranul *S* deplasat în față; *d* — cu miez înglobat — corpul s-a realizat după forma cîmpului electric (EJF Brno); *e* — cu circuit magnetic neînglobat în rășină (TuR Dresda).

Pentru verificarea calității izolației exterioare a transformatoarelor destinate montării în exterior este hotărîtoare încercarea la tensiunea de ținere sub ploaie la frecvența industrială. Tensiunea de conturnare sub ploaie a izolatorului destinat pentru montaj în exterior, U_p poate fi evaluată cu ajutorul relației empirice stabilită de Kull [4.4]

$$U_p = E_v \Sigma l_v + E_m \Sigma l_m + K \text{ [kV; kV/mm, mm]}, \tag{4.1}$$

în care: U_p este valoarea eficace a tensiunii de conturnare; $E_v = 0{,}26$ kV/mm reprezintă gradientul admisibil pentru intervalele de aer (intervalul de aer l_v se măsoară în sensul căderii ploii, adică sub unghiul de 45°); $E_m = 0{,}16$ kV/mm este gradientul de conturnare pe suprafețele umede ale izolatorului (adică a acelora care sînt udate de ploaie); Σl_v este suma intervalelor de aer; Σl_m este lungimea liniei de conturnare pe suprafețele umede (fig. 4.3); K este o constantă de însumare (K=14 kV

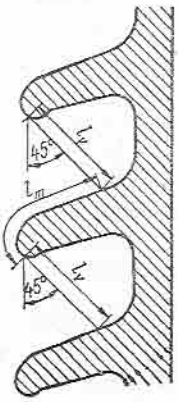


Fig. 4.3. O parte din suprafața exterioară a unui izolator de timp exterior, folosită pentru clarificarea calculului tensiunii de conturnare cu ajutorul relației (4.1).

pentru izolatoare mai lungi de 80 mm). Relația este valabilă pentru apa de ploaie cu conductanta de 100 μS, pentru elemente izolante de tip pălărie avînd un rebord de circa 40—60 mm și distanța axială dintre pălării de circa 80—140 mm. Din experiență se recomandă înmulțirea lui U_p, obținut din relația (4.1) cu factorul de reducere 0,8—0,85 (factorul de siguranță); rezultatul reprezintă tensiunea de conturnare a izolatorului.

Izolatoarele destinate a funcționa în mediu cu mult praf sau în mediu cu ceață deasă sînt prevăzute cu pălării speciale (de ceață); pentru aceasta tensiunea de conturnare se consideră redusă cu 50% față de tensiunea de conturnare pentru mediu uscat [4.5].

Izolația principală suportă în exploatare, deci și la încercare, solicitarea dielectrică principală, atît la transformatoarele de curent — izolația interioară —, cît și la transformatoarele de tensiune cu izolație plină. La transformatoarele de tensiune monofazate, tensiunea scade de-a lungul înfășurării primare de la borna de intrare spre cea de pămînt; solicitarea dielectrică a izolației principale este în acest caz mai mică și depinde de dispoziția constructivă a înfășurării. Izolația internă a înfășurării transformatoarelor de măsură este expusă, de obicei, unor solicitări dielectrice mult reduse. Reducerea solicitărilor este determinată atît de concepția constructivă, cît și de dispunerea geometrică a înfășurării și poate fi realizată printr-o alegere potrivită a tipului de înfășurare, a materialului izolant și a grosimii lui.

Protecția izolației transformatoarelor de măsură se realizează în unele țări, cu ajutorul eclatoarelor. Dezavantajul eclatoarelor constă în faptul, că atunci cînd acestea amorsează, se produce tăierea undei de impuls, ceea ce are ca efect apariția oscilațiilor de frecvență ridicată. Aceste oscilații determină solicitări mari atît în izolația longitudinală, cît și în izolația principală a transformatorului. Pentru motivele arătate, folosirea eclatoarelor cu tije este în prezent limitată [4.22, fig. 219].

4.2. Izolația într-o singură treaptă și izolația în cascadă

Izolația transformatorului de măsură poate fi realizată principal în două moduri:

— într-o singură treaptă;

— în cîteva trepte, ca în cazul izolației în cascadă.

În cazul izolației *într-o singură treaptă* (fig. 4.4), întreaga tensiune dintre circuitele primare și secundare ale transformatorului este repartizată pe izolația principală unitară, care trebuie dimensionată pentru tensiunea totală de încercare a înfășurării primare. Așa se prezintă lucrurile atît pentru transformatoarele de curent normale, cît și pentru transformatoarele de tensiune cu izolație plină.

Izolația într-o singură treaptă impune anumite cerințe atît la alegerea soluției constructive, cît și la stabilirea tehnologiei, fiind vorba, în special, de procesul de uscare și impregnare cu ulei (în cazul transformatoarelor cu ulei). Procesul de uscare și impregnare este cu atît mai important, cu cît tensiunea transformatorului este mai înaltă și grosimea izolației principale este mai mare. Calitatea finală a izolației depinde atît de calitățile izolanților folosiți, cît și de calificarea muncitorilor din

toate etapele de pregătire a producției (a producției propriu-zise și a controlului tehnic) și prin aceasta, implicit, se reflectă în prețul de cost.

Realizarea unei izolații de calitate într-o singură treaptă necesită, de asemenea, un mediu de lucru curat și un control intermediar îngrijit (foarte importante, de exemplu, pentru transformatoare cu izolație epoxidică turnată), iar la transformatoarele în ulei este necesară urmărirea temeinică a întregului proces de uscare și impregnare prin măsurarea rezistenței de izolație și a unghiului de pierderi etc.. În cazul transformatoarelor de foarte înaltă tensiune este necesar un mare volum de muncă manuală, care cu greu poate fi înlocuit prin mecanizare, cel puțin în prezent. Pe de altă parte, izolația într-o singură treaptă permite realizarea cu ușurință a caracteristicilor funcționale ale transformatoarelor și acest lucru este mai evident la transformatoarele de curent la care această izolație se poate realiza fără dificultăți. Proprietățile funcționale ale fiecărei înfășurări secundare pot fi astfel adaptate celor mai diferite necesități, impuse de caracteristicile aparatelor alimentate.

La izolația în cîteva trepte, adică la izolația în cascadă, întreaga tensiune dintre circuitul primar și secundar se repartizează pe cîteva izolații principale. Electrozii, prin intermediul cărora se aplică tensiunea pe fiecare treaptă de izolație, sînt formați

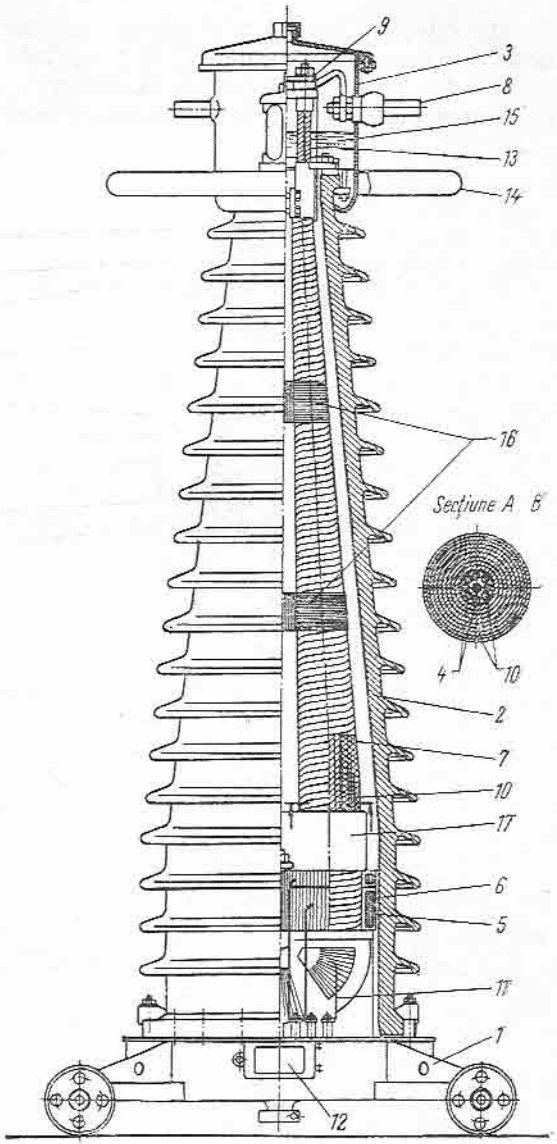


Fig. 4.4. Transformator de curent la 220 kV cu izolație într-o singură treaptă (ZGD Varșovia):

1 — cărucior; *2* — manta izolatoare; *4* — înfășurare primară (de forma unei bucle deschise); *5, 6* — miez toroidal cu înfășurarea secundară; *7* — izolație realizată pe principiul izolatorului de trecere tip condensator; *10* — armături de condensator dispuse în izolația principală; *16, 17* — bandajul înfășurării primare pentru asigurarea stabilității la scurtcircuit.

de către înfășurările primare și secundare ale treptei respective, inclusiv înfășurările de cuplare (v. subcap. 3.8 și 3.17). Fig. 4.5 indică un exemplu de izolație în cascadă formată din patru izolații principale. Deoarece fiecare izolație principală a cascadei este dimensionată numai pentru o parte din tensiunea de încercare, exigențele impuse

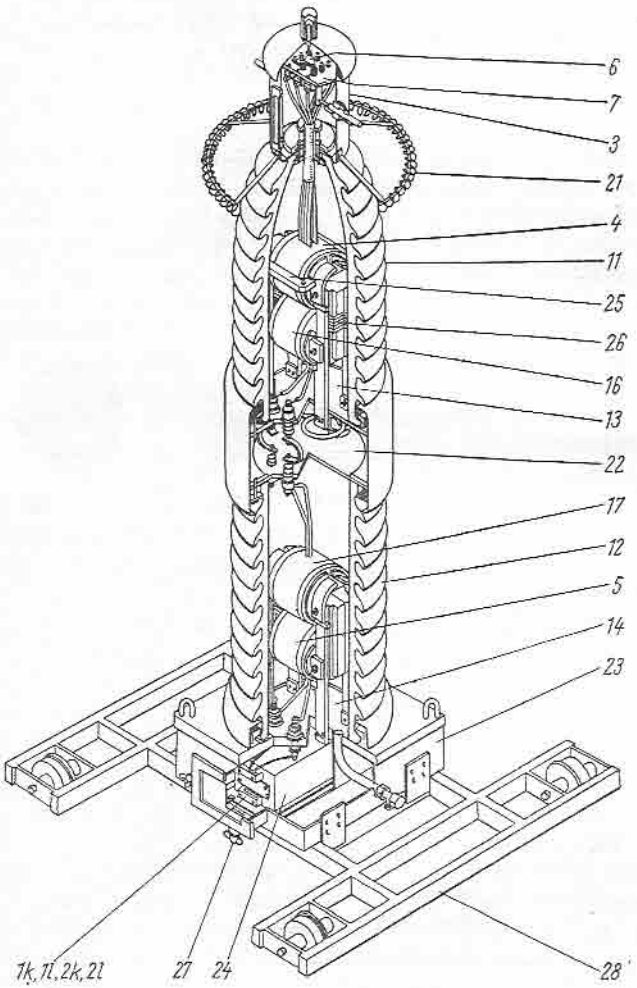


Fig. 4.5. Transformatorul de curent de 220 kV realizat în cascadă, cu două circuite magnetice, cu patru izolații principale (ŠKODA Plzen):
13, 14 — elementul superior și inferior al cascadei; *4* — înfășurarea primară; *16—17* — înfășurarea de cuplaj; *5* — înfășurarea secundară; *24* set de ieșire.

execuției, calității materialelor și tehnologiei de prelucrare sînt substanțial mai moderate, comparativ cu cazul în care izolația este realizată într-o singură treaptă. În afară de aceasta, soluția de construcție în cascadă permite o producție de serie a elementelor constructive ce se repetă.

Dezavantajul izolației în cascadă constă în faptul că aceasta impune cascada electromagnetică și are deci toate caracteristicile acesteia, cum ar fi: sarcină mare internă (impedanță mare de trecere) care crește mai repede decît proporțional cu numărul izolațiilor principale, iar în cazul transformatoarelor de curent cu mai multe înfășurări secundare mai apare și influența reciprocă a caracteristicilor funcționale ale înfășurărilor, acționînd, în special, asupra preciziei lor. Acest fenomen apare din cauza faptului că electrozii aplicați pe fiecare izolație principală sînt cele două înfășurări ale unei trepte de transformare, iar numărul treptelor cascadei electromagnetice este mai mare sau egal cu numărul treptelor izolației în cascadă (la o treaptă oarecare de transformare a cascadei electromagnetice — de obicei ultima — ambele înfășurări pot fi, practic, la același potențial (fig. 3.44 și 4.5).

La transformatorul de tensiune, mărimea impedanței de trecere poate fi redusă în măsură destul de mare prin alegerea potrivită a dimensiunilor circuitului magnetic și a numărului de spire ale treptelor individuale; în acest caz, principiul cascadei (în special la transformatoarele de foarte înaltă tensiune) cunoaște o aplicare mai largă decît la transformatoarele de curent.

În cazul unei repartizări ideale a tensiunii pe izolația în cascadă, aceasta s-ar repartiza uniform pe fiecare dintre izolațiile principale, conform prevederilor. În realitate, acest lucru se întîmplă numai în cazul alimentării cu tensiune alternativă de frecvență industrială și numai atunci cînd înfășurarea primară este împărțită în părți egale pe fiecare treaptă de transformare. În aceast caz, repartizarea tensiunii are loc prin inducție electromagnetică, funcție de numărul de spire pe fiecare înfășurare. În cazul în care repartizarea tensiunii de-a lungul cascadei este determinată de capacități, atunci cea mai mare parte a tensiunii se aplică pe prima izolație principală, ultima izolație principală, dinspre pămînt, fiind solicitată foarte puțin (fig. 4.6).

Schema echivalentă simplificată a izolației în cascadă, pentru repartizarea capacitivă a tensiunii, este dată în fig. 4.7. Dacă K este capacitatea serie a unei trepte și C_1, C_2, ..., C_n capacitățile derivație (față de pămînt) a treptelor individuale, iar $\alpha_i = C_i/K$ ($i = 1, 2, 3, \ldots, n$), atunci se poate scrie [4.1].

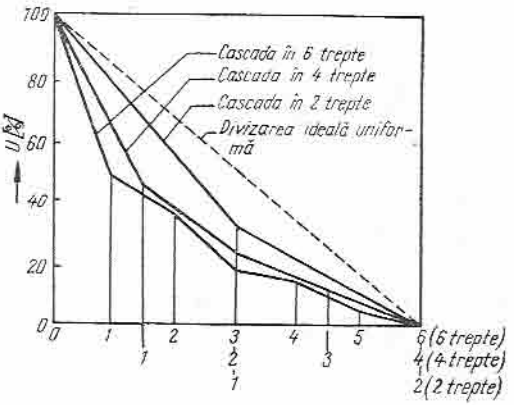


Fig. 4.6. Repartizarea capacitivă a tensiunii pe cascada de izolație cu două, patru și șase trepte (ŠKODA Plzeň).

$$U_2 = U_1 (2 + \alpha_1),$$
$$U_3 = U_2 (2 + \alpha_2) - U_1, \qquad (4.2)$$
$$U_n = U_{n-1} (2 + \alpha_{n-1}) - U_{n-1}$$

de unde rezultă că

$$\frac{U_n}{U_1} = n + f\ (\alpha_1, \alpha_2, \ldots, \alpha_n). \tag{4.3}$$

Deoarece

$$f(\alpha_1, \alpha_2, \ldots, \alpha_n) \sim n, \tag{4.4}$$

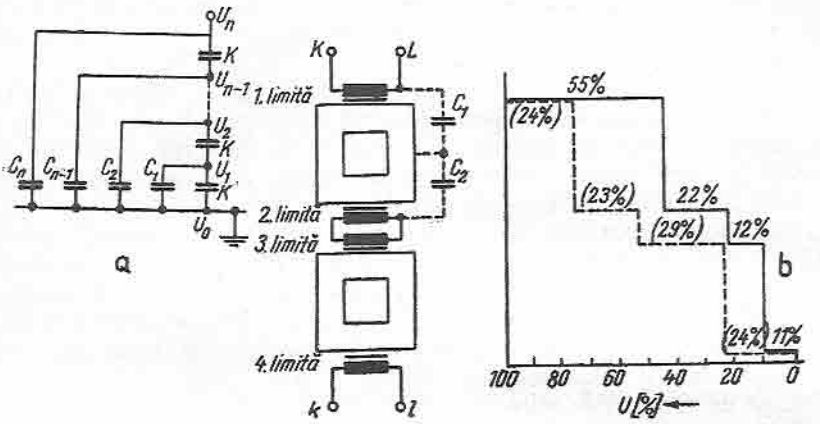


Fig. 4.7. Schema echivalentă a izolației în cascadă pentru repartizarea capacitivă a tensiunii:

a — schema echivalentă; *b* — repartizarea capacitivă a tensiunii pe o cascadă cu patru trepte; linia continuă reprezintă schema fără modificări; linia întreruptă reprezintă schema cu capacitățile C_1 și C_2 intercalate.

atunci neuniformitatea repartiției tensiunii crește cu creșterea numărului de elemente în cascadă (fig. 4.6).

Repartiția tensiunii se poate îmbunătăți prin introducerea în schemă a condensatoarelor auxiliare (fig. 4.7, *b*) a căror mărime se determină cel mai bine pe cale experimentală. Includerea lor, în special, într-o cascadă deja executată, reprezintă o problemă dificilă din punct de vedere constructiv, cît și din punct de vedere tehnologic, pierzîndu-se în același timp avantajele robusteții și simplității de realizare a cascadei. Acest dezavantaj poate fi evitat prin creșterea izolației primelor două trepte.

O idee asemănătoare celei pe care se bazează principiul cascadei de izolație, este realizarea transformatorului de măsură cu circuit magnetic pus la jumătate din tensiune. Acest principiu se folosește la unele construcții de transformatoare de tensiune monofazate, pentru tensiuni foarte înalte și la transformatoarele de tensiune înaltă, cu izolație plină. Pentru acestea din urmă, soluția conduce la o redu-

Tabelul 4.2

Datele comparative ale transformatoarelor de tensiune cu izolație plină în diverse variante constructive (Brno EFJ)

Execuția	Figura	Masa relativă					Observații
		Partea activă %	a circuitului magnetic %	Înfășurarea			
				Totală %	Primară %	Secundară %	
1	2	3	4	5	6	7	8
Transformator cu miez tip cu coloane; circuitul magnetic este legat la pământ	4.8, *a*	100	100	100	100	100	Înfășurarea secundară este în interiorul înfășurării primare
Transformator cu miez, tip cu coloane; circuitul magnetic are potențialul înfășurării primare	4.8, *b*	90,5	95	85	40	204	Înfășurarea secundară este în afara înfășurării primare
Transformator cu miez în manta; circuitul magnetic are potențialul înfășurării primare	4.8, *c*	82,5	80	85	40	204	Înfășurarea secundară este în afara înfășurării primare
Transformator cu miez în manta; circuitul magnetic are potențialul înfășurării primare	4.8, *d*	83	78,6	86	56	160	Înfășurarea secundară este plasată între bobinele înfășurării primare

cere a greutății transformatorului, în comparație cu construcția normală, cu circa 15%, reducîndu-se corespunzător și dimensiunile de gabarit (fig. 4.8 și tabelul 4.2).

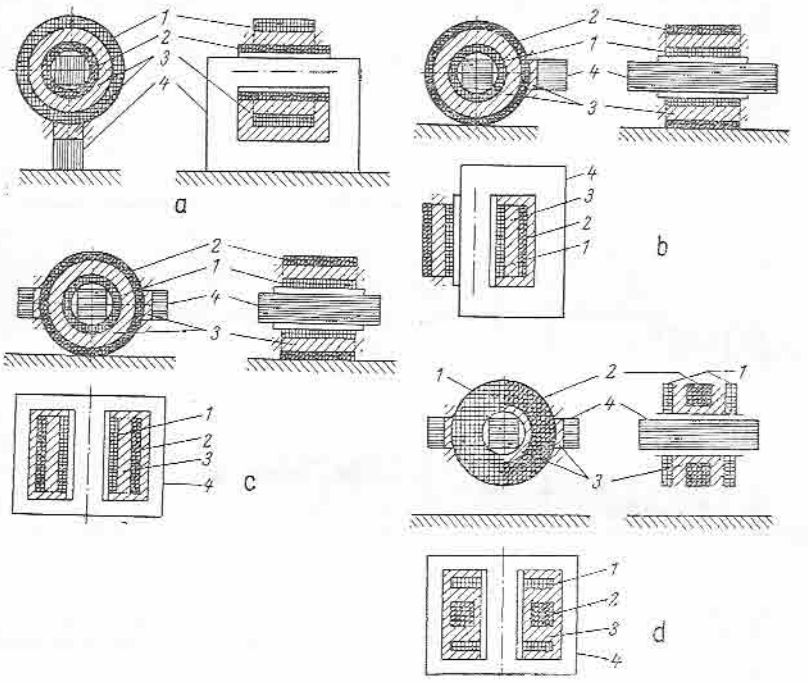


Fig. 4.8. Dispunerea constructivă a părților funcționale ale transformatorului de tensiune cu izolație plină (EJF Brno):

a — miezul cu circuitul magnetic pus la pămînt; *b* — miezul cu circuitul magnetic la potențialul înfășurării de înaltă tensiune; *c*, *d* — mantaua cu circuitul magnetic la potențialul înfășurării de înaltă tensiune.

4.3. Dimensionarea izolației principale

În special, pentru transformatoarele de foarte înaltă tensiune, alegerea și construcția izolației principale trebuie să aibă ca punct de plecare, mărimea cîmpului electric determinată de tensiunea alternativă de ținere și de tensiunea de ținere la unde de impuls; în cazul cascadei sau a transformatoarelor de tensiune monofazate, ca punct de plecare pentru dimensionare se consideră modul cum se repartizează aceste solicitări de-a lungul izolației principale. Cunoscîndu-se solicitările dielectrice admisibile pentru materiale izolante folosite, se pot stabili (v. cap. 7) dispunerea potrivită, distanța și forma geometrică a înfășurărilor, se stabilesc bazele pentru alegerea dimensiunilor, formei și amplasarea elementelor independente, care

creează izolația principală, ca și mărimile tensiunilor de conturnare și de străpungere în diverse puncte independente ale izolației. Dacă izolația a fost deja stabilită, atunci, prin studierea cîmpului electric se verifică corectitudinea dimensionării sau se indică unde și cum trebuie ea modificată.

Metodele principale de determinare a cîmpului electric, ce pot fi utilizate, în cazul transformatoarelor de măsură, sînt:

1. Calculul;
2. Metoda grafică;
3. Metoda grafo-analitică;
4. Modelarea.

Cu ajutorul primelor trei metode se poate stabili dacă cîmpul este plan sau este simetric circular; cîmpul de simetrie circulară poate fi considerat ca un cîmp plan dacă dimensiunea radială a domeniului cercetat este mică în comparație cu raza sa (de exemplu, cu un ordin mai mic). Acolo unde cîmpul se cercetează pînă în apropierea axei de simetrie circulară sau chiar pînă în axă, această simplificare nu mai este admisibilă. Este suficient dacă se cercetează un cîmp simetric după o axă sau două axe de coordonate numai într-o anumită parte, deoarece axele de simetrie se pot considera ca echipotențiale.

Cîmpurile spațiale, în general, care nu pot fi considerate nici măcar parțial plane sau de simetrie circulară, se pot cerceta numai cu ajutorul cîtorva metode de modelare a cîmpului (de exemplu, într-o cuvă electrolitică tridimensională sau, pe obiectul real, sau pe modelul său geometric, cu ajutorul sondelor).

Prin calcul se stabilește numai o distribuție simplă sau una care într-o primă aproximare se consideră ca simplă (tabelul 4.3). Figurile mai complicate impun folosirea proiecției conforme, care, deși matematic este foarte elegantă, este puțin răspîndită, deoarece greutatea principală constă în găsirea funcției potrivite de transformare [4.6].

Cîmpul electric se determină ușor prin calcul în cazul izolațiilor realizate asemănător cu izolatoarele de trecere (tip condensator). Pentru bucla simetrică (fig.4.4) este suficient a se măsura lungimea fiecărei armături în parte, începînd de la axa de simetrie a buclei, care este și axa mănunchiului de conductoare ale înfășurării primare (fig. 4.9). Determinarea prin calcul al cîmpului se poate substanțial accelera cu ajutorul nomogramei [4.7 și 4.8].

Dintre metodele grafice de calcul cea mai cunoscută este metoda rețelei de potențiale [4.9], care în esență constă în aceea că diferențialele funcției potențiale în formula Laplace se înlocuiesc cu diferențe finite, iar pentru potențialul V (0) în punctul 0 (fig. 4.10) este valabilă relația

$$4V\ (O) - [V(P) + V(Q) + V(R) + V(S)] = 0. \qquad (4.5)$$

Cîmpul electric plan se realizează în așa fel că suprafața dintre electrozi se completează (umple) cu o rețea de pătrățele de o densitate potrivită, apreciindu-se pentru început, potențialul în fiecare nod. Aceste valori se corectează prin aproximații succesive, pînă cînd ecuația (4.5) este satisfăcută în fiecare punct, obținînd

un rest cît mai mic posibil în partea dreaptă a ei. Dacă rețeaua într-o parte oarecare nu este formată din pătrățele (de exemplu, în apropierea electrozilor curbați), atunci în locul formulei (4.5) se folosesc relații mai complicate. Folosind transformarea potrivită prin această metodă se poate determina și cîmpul electric de simetrie circulară și cîmpul într-un dielectric complicat etc.

Pentru cîmpurile nemărginite, potențialele punctelor de pe partea nemărginită trebuie apreciate, sau stabilite, printr-o altă metodă. În ultimul timp, această metodă a devenit mai interesantă, deoarece ea se potrivește pentru determinarea cîmpului cu ajutorul calculatorului. Programul de calcul este relativ simplu, necesitînd numai o capacitate mare de memorare a calculatorului, pentru ca rețeaua să poată fi aleasă destul de fină, iar determinarea să se facă cu precizia convenabilă.

Dintre metodele grafice cea mai potrivită este metoda Lehman [4.10 și 4.11] sau o variantă a acesteia în care se folosesc discurile lui Chladek [4.12]; aceasta fiind, de asemenea, valabilă pentru cîmp electric paralel sau cîmp electric puțin curbat, de simetrie circulară. Aceasta din urmă se poate determina ca pentru un plan și apoi se face corecția pentru cîmpul curbat (fig. 4.11). La cîmpurile simetrice circulare, unde nu se poate folosi această aproximație, rezultă o rețea cu dreptunghiuri în care raportul laturilor depinde de raza locului cercetat.

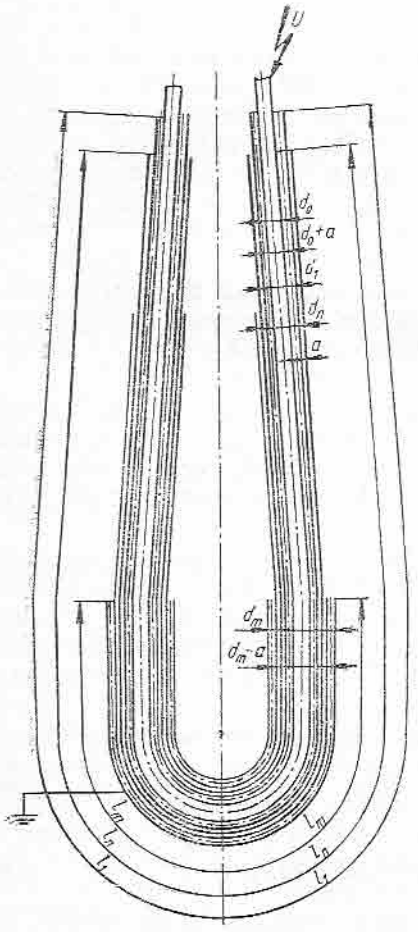


Fig. 4.9. Determinarea lungimilor armăturilor din izolația principală realizată ca izolator de trecere tip condensator (ZGD-Varșovia).

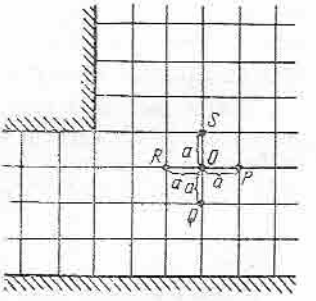
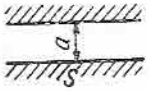
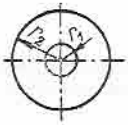
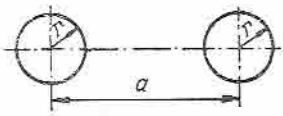
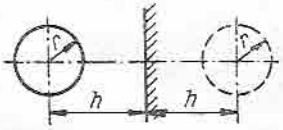
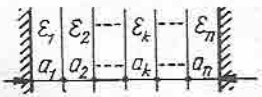


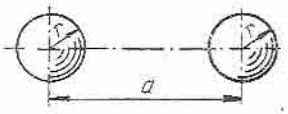
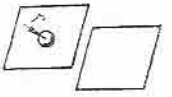
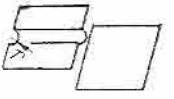
Fig. 4.10. Rețea de potențiale.

Tabelul 4.3

Cazuri simple de cîmpuri electrice

Dispunerea electrozilor	Cîmpul electric maxim
1. Două plane paralele 	$E = \frac{U}{a} = \text{const}$
2. Doi cilindri coaxiali 	$E = \frac{0{,}4343\ U}{r_1 \log r_2/r_1}$
3. Doi cilindri paraleli 	$E_m = 0{,}86 \frac{U}{2r} \cdot \frac{0{,}4343}{\log a/2r}$
4. Cilindru paralel cu un plan 	$E_m = 0{,}86 \frac{U}{r} \frac{0{,}4343}{\log h/r}$
9. Diverși dielectrici între două plane paralele 	$E_k = \frac{U}{\varepsilon_k \left[\frac{a_1}{\varepsilon_1} + \frac{a_2}{\varepsilon_2} + \ldots \frac{a_k}{\varepsilon_k} + \ldots \frac{a_n}{\varepsilon_n}\right]}$ $k = 1, 2, 3, \ldots n$

Tabelul 4.3 (continuare)

Dispunerea electrozilor	Cîmp electric maxim
5. Două sfere 	$E_m = \frac{U}{a-2r}\cdot f$ $f = \frac{a/r - 1 + \sqrt{(a/r-1)^2 - 8}}{4}$
6. Sferă plan	$E_m = \frac{U}{h-r}\cdot f$ $f = \frac{2h/r - 1 + \sqrt{(2h/r-1)^2 + 8}}{4}$
7. Semisferă pe un plan 	$E_m \approx \frac{3\,U}{a}$
8. Semicilindru pe un plan 	$E_m \approx \frac{2\,U}{a}$
10. Diverse materiale izolante între doi cilindri coaxiali	$E_{km} = \frac{0{,}4343\ U}{r_k \varepsilon_k \left[\frac{\log \frac{r_2}{r_1}}{\varepsilon_1} + \frac{\log \frac{r_3}{r_2}}{\varepsilon_2} + \ldots + \frac{\log \frac{r_n}{r_n}}{\varepsilon_n}\right]}$ $k = 1, 2, 3 \ldots n$

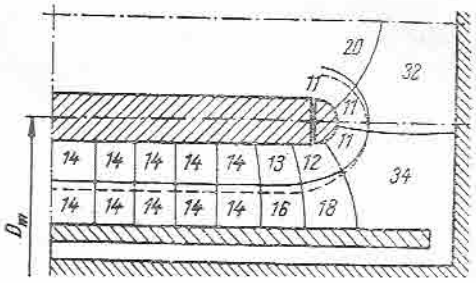


Fig. 4.11. Cercetarea cîmpului electric al izolației principale prin metoda Chladek de folosire a discurilor (cu linie plină este redată înfășurarea primară desfășurată în plan după diametrul mediu D_m, cu linie punctată este redată aceeași înfășurare *corectată* într-un cîmp electric simetric circular, conform ecuației pentru cîmpul electric al condensatorului tip cilindru). Cifrele indică discurile medii folosite.

Grafic cîmpul în izolația principală se poate determina, considerînd-o ca un izolator de trecere tip condensator [4.13 și 4.14].

În modelarea cîmpului electric se înlocuiește acest cîmp cu un cîmp de potențial produs de un alt fenomen [4.15], de exemplu, trecerea curentului printr-un electrolit sau prin conductoare (metoda cuvei electrolitice [4.16, 4.17 și 4.18] sau a hîrtiei rezistive), trecerea curentului prin rețeaua rezistivă (metoda rețelei rezistive [4.19] sau analogia dintre elasticitate și rigiditate — metoda membranei elastice [4.20]). Metoda cuvei electrolitice este cea mai cunoscută și cea mai răspîndită (fig. 4.12), deoarece ea permite cercetarea atît a cîmpurilor plane cît și a cîmpurilor de simetrie circulară atît pentru un material izolant simplu, cît și în cazul unui interval izolant alcătuit din mai multe componente.

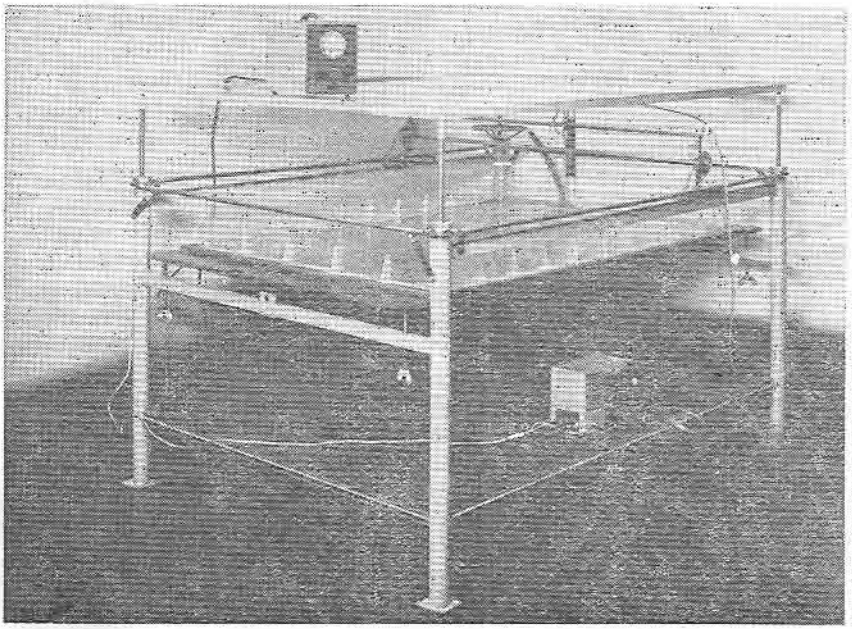


Fig. 4.12. Cuvă electrolitică (ŠKODA Plzeň).

Dacă se modelează un cîmp electric plan atunci fundul cuvei este paralel cu nivelul electrolitului; dacă se modelează un cîmp de simetrie circulară, fundul cuvei se înclină în așa fel ca linia de intersecție a fundului cuvei și a nivelului de electrolit să corespundă axei de simetrie circulară (fig. 4.13). Mai corect ar fi ca modelul

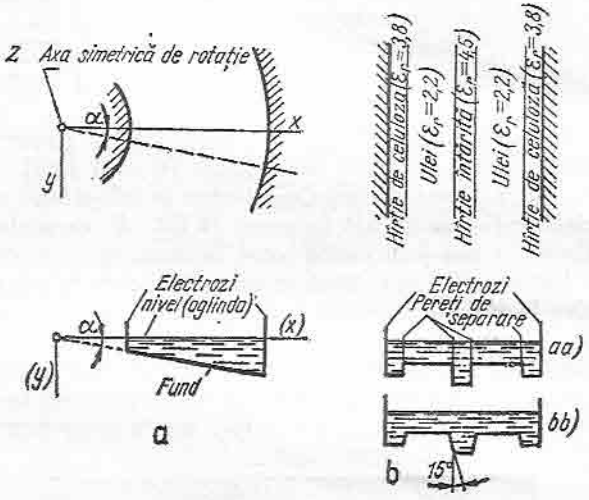


Fig. 4.13. Cercetarea cîmpului electric într-o cuvă electrolitică:
a — cîmpul de simetrie circulară; *b* — cîmp electric într-un dielectric alcătuit din mai multe componente;
aa — cu pereți despărțitori buni conducători; *bb* — cu pereți înclinați pe fundul cuvei.

electrozilor să fie curbat însă atît timp cît panta fundului de cuvă este mică, eroarea comisă prin folosirea electrozilor plani este neglijabilă.

Cîmpul într-un interval izolant alcătuit din mai multe componente, poate fi modelat, folosind una din următoarele două metode: în prima metodă se folosesc electroliți diferiți, a căror conductibilitate se află în același raport cu constantele dielectrice ale materialelor izolante respective, în cea de-a doua, fundul modelului electrolitic se realizează cu adîncimi diferite în așa fel încît adîncimile compartimentelor să fie direct proporționale cu constantele dielectrice. În cazul folosirii unor electroliți cu caracteristici diferite la modelele bidimensionale se utilizează pentru separare pereți neconductibili prevăzuți cu benzi conductoare, izolate unele față de altele, în timp ce pentru modelele tridimensionale se utilizează pereții separatori neconductibili, perforați, ale căror orificii sînt umplute cu pastă impermeabilă conductoare [4.21].

Dacă se modelează un sistem dielectric complicat, pentru care adîncimea cuvei ar trebui să fie diferită, nu sînt necesare soluții speciale ca pentru cazuri mai generale; dacă este necesară o precizie mai mare sau raportul de adîncimi este mai mare, se prevede limitarea diferitelor adîncimi cu o serie de tije conductoare (un fel de cuie), care au o funcție asemănătoare cu a călărețului conductor la limita dintre doi electroliți [4.16]. Pe același principiu se bazează și metoda hîrtiei rezis-

tive (fig. 4.14). Metodele rețelei rezistive și a membranei elastice sînt relativ puțin răspîndite.

Prin calcul se determină mărimea cîmpului electric direct și cu aceasta și solicitarea izolației; celelalte metode indică în final configurația (imaginea) cîmpului

Fig. 4.14. Cercetarea cîmpului electric cu ajutorul hîrtiei rezistive (ŠKODA Plzeň).

electric avînd indicate curbele echipotențiale. Mărimea cîmpului electric se determină din diferența de potențial dată și din distanța dintre curbele echipotențiale. În cazul metodei grafice Lehmann se mai poate folosi, în afara celor mai sus indicate, faptul că mărimea pătrățelelor (sau diametrul discurilor) este invers proporțională cu valoarea cîmpului electric; conform acesteia se poate stabili ușor valoarea lui în diversele puncte, cunoscînd valoarea sa într-un singur punct [S2].

Pentru dimensionarea izolației transformatorului este important ca tensiunea dintre înfășurări să fie adusă pe suprafețele exterioare ale izolației principale. La transformatoarele cu izolație de porțelan (fig. 7.23, 7.28 și 7.29), aceasta se realizează cu ajutorul metalizării prin pulverizare a unui strat conductor (de cupru sau de aluminiu) pe suprafața izolației principale. În locul stratului de metalizare prin pulverizare se poate utiliza un strat semiconductor de grafit. Stratul interior este conectat la înfășurarea primară, iar stratul exterior este legat la carcasă și aceasta la pămînt. Cîmpul electric în izolantul aflat între straturile depuse prin metalizare este practic omogen, doar în zonele de capăt apare cîmp neomogen (fenomen periferic). Stratul de metalizare depus prin pulverizare nu trebuie să creeze o spiră în scurtcircuit și de aceea el este întrerupt într-un loc oarecare. La straturile din grafit nu este nevoie de această întrerupere.

Straturile semiconductoare (straturi din grafit) se folosesc la transformatoarele cu izolație epoxidică turnată. Stratul semiconductor are un rol important în cazul în care, pentru evitarea efectelor dilatărilor, sînt aplicate straturi de elasticizare (v. subcap. 6.7). Straturile de elasticizare (pîslă, cauciuc etc.) formează cu blocul din rășină epoxidică o combinație de materiale izolante cu diferite constante dielectrice (pîslă — aer — rășină epoxidică). La o repartiție neuniformă a tensiunii poate apare ionizarea în stratul de elasticizare, aceste descărcări putînd deteriora izolația epoxidică pînă la străpungerea electrică.

4.4. Fenomenele de impuls în transformatoarele de măsură

Izolația principală a transformatorului de curent și a transformatorului de tensiune cu izolație plină prezintă probleme asemănătoare atît în cazul încercării cu tensiune de ținere la unda de impuls, cît și în cazul încercării cu tensiune de frecvență industrială. Încercarea cu unda de impuls a izolației principale a transformatorului de tensiune monofazat și a izolației longitudinale a tuturor transformatoarelor este fundamental diferită față de încercarea cu tensiune alternativă, iar stabilitatea izolației depinde atît de repartiția inițială a tensiunii, cît și de oscilațiile libere ale înfășurării [4.22 și 4.23]. Raportul dintre solicitarea dielectrică cu tensiunea de impuls și cea cu tensiune alternativă nu este proporțional cu raportul tensiunilor de încercare, solicitarea la impuls fiind mult mai mare în izolația longitudinală.

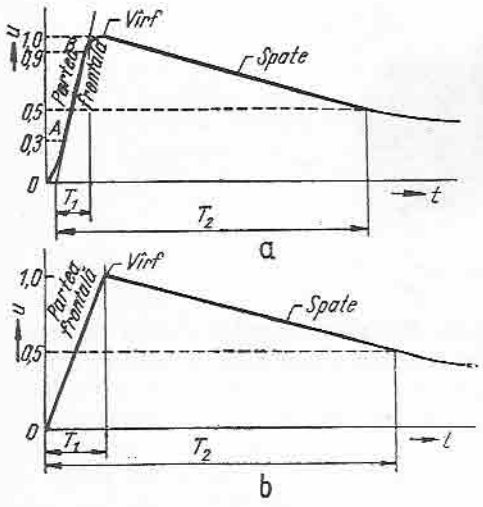


Fig. 4.15. Unda de tensiune de impuls:
a — unda standardizată; T_1 — durata frontului undei; T_2 — durata pînă la scăderea amplitudinii la jumătate; *b* — unda ideală cu partea frontală avînd o creștere constantă.

Prin studierea teoretică și experimentală a comportării transformatoarelor de măsură la unde de impuls se stabilesc supratensiunile de impuls standardizate și forma undei tensiunii de impuls (fig. 4.15, *a*), care matematic se pot exprima prin diferența a două funcții exponențiale.

$$u(t) = U_m \left[e^{-(\alpha+\beta)t} - e^{-(\alpha-\beta)t}\right]. \quad (4.6)$$

Tangenta la partea frontală a punctului de inflexiune se notează k_u [kV/μs] și reprezintă panta undei. Undele de impuls standardizate conform *ČSN* 34.5640 [4.24 și 4.25] sînt date în tabelul 4.4.

Tabelul 4.4

Caracteristicile standardizate ale undelor de impuls conform ČSN 34 5640 [4.24 și 4.25]

Unda	1,2/50	1,2/5	1/2/200
T_2/T_1	41,7	4,17	166,7
Durata frontului undei T_1, μs	1,19	1,16	1,2
Durata scăderii amplitudinii la jumătate T_2, μs	49,8	4,82	199,8
α	1,231	0,750	1,317
β	1,215	0,456	1,314

Pentru încercarea transformatoarelor de măsură este prescrisă (indicată n.t.) unda 1,2/50; unda 1,2/5 este indicată pentru încercarea izolației longitudinale a înfășurărilor (pe modele), iar unda 1,2/200 se folosește pentru studierea fenomenelor de supratensiuni de durată mare [4.24 și 4.26]. Uneori în studiile teoretice se folosesc impulsurile unitare în locul undelor normalizate, adică se folosesc unde dreptunghiulare cu partea ascendentă având panta infinită, iar partea descendentă fiind infinit de lungă, sau se folosesc unde a căror parte ascendentă are pantă finală constantă (fig. 4.15, *b*).

Transformatorul de curent supus supratensiunii de impuls, se comportă aproximativ ca o inductanță concentrată legată în serie cu conductorul de linie. Capacitățile dintre spire sînt mici în comparație cu capacitatea față de pămînt, ceea ce duce la neglijarea lor într-o primă aproximare [ecuațiile (4.7) — (4.13)]; în cazul studierii mai exacte a fenomenelor de impuls, aceste capacități trebuie luate în considerație cel puțin pentru partea frontală a undei de impuls. Conform teoriei de propagare a undelor prin conductoare cu inductanță concentrată, înseriată, [K 3], dacă la borna K sosește unda u_{1p} (fig. 4.16, *a*), se poate scrie relația

$$u_{1p} + u_{1l} - u_{2p} = \frac{L}{Z} \frac{\mathrm{d}u_{2p}}{\mathrm{d}t} \tag{4.7}$$

în care: L este inductanța totală de dispersie a înfășurării (stabilită prin încercarea la scurtcircuit) și Z este impedanța de undă a conductorului. Dacă se înlocuiește partea frontală a undei reale cu partea frontală a undei ideale a cărei pantă $k_u = \text{const}$ (fig. 4.16, *b*), atunci

$$u_{1p} = k_u t \tag{4.8}$$

și rezultă după înlocuire că

$$\frac{du_{2p}}{dt} + \frac{2Z}{L} u_{2p} = \frac{2Z}{L} k_u t, \tag{4.9}$$

iar soluția acestei ecuații pentru unda incidentă se determină din condițiile inițiale $u_{2p} = 0$, cînd $t = 0$ și este de forma

$$u_{2p} = k_u \left[t - \frac{L}{2Z} \left(1 - \mathrm{e}^{-\frac{2Z}{L} t} \right) \right], \tag{4.10}$$

iar pentru unda reflectată

$$u_{1l} = u_{1p} - u_{2p} = k_u \frac{L}{2Z} \left(1 - \mathrm{e}^{-\frac{2Z}{L} t} \right). \tag{4.11}$$

Deoarece curentul este dat de relația

$$i = \frac{U_{2p}}{Z}, \tag{4.12}$$

căderea de tensiune dintre bornele înfășurării primare K, L (fig. 4.16,*c*) este

$$u_{KL} = L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} = k_u \frac{L}{Z}\left(1 - \mathrm{e}^{-\frac{2Z}{L}t}\right). \tag{4.13}$$

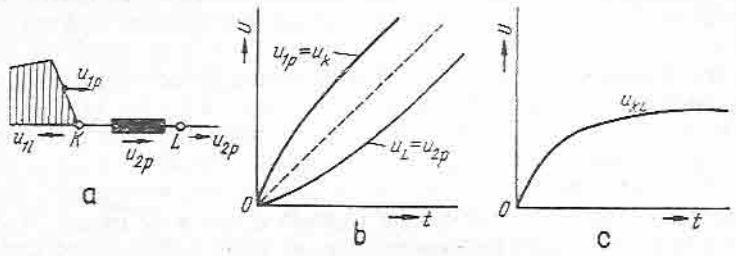


Fig. 4.16. Unda de impuls printr-un transformator de tensiune:
a — trecerea undei de impuls prin înfășurarea primară a transformatorului de tensiune; *b* — alura tensiunii de impuls la bornele înfășurării primare, față de pămînt, ifuncție de timp; *c* — alura tensiunii dintre bornele primare în funcție de timp.

Valorile maxime ale tensiunii $u_{KL\infty} = k_u \frac{L}{Z}$ ntre îbornele K, L se obțin pentru t, tinzînd spre infinit (presupunîndu-se, în general, partea frontală a undei infinit de lungă). În realitate, tensiunea u_{KL} începe să scadă de îndată ce prin înfășurare trece mărimea de creastă a undei. Repartiția tensiunii de impuls u_{KL} în izolația internă a înfășurării primare este dată de configurația electrică și geometrică a acesteia și depinde atît de inductanțele proprii parțiale și mutuale, cît și de capacitățile înfășurărilor, bobinelor etc. Deoarece impedanța de undă a liniei Z este mică față de impedanța de undă a înfășurării, repartiția tensiunilor se apropie de cea care se obține în cazul înfășurării cu unul din capete legat la pămînt (fig. 4.17,*a*). Conform acestor diagrame, repartiția inițială a tensiunii nu este uniformă, iar gradienții cei mai mari de tensiune în înfășurare se găsesc în partea dinspre borna prin care a intrat unda de impuls, venind de pe linie. Factorul de neuniformitate este [S2 și 4.27]

$$\alpha = \sqrt{\frac{C}{K}}, \tag{4.14}$$

unde C este capacitatea față de pămînt și K este capacitatea serie a înfășurării.

Izolația principală a transformatorului de curent este solicitată de întreaga tensiune de impuls; diferența care apare datorită faptului că la a doua bornă primară tensiunea este mai mică cu u_{KL} nu se ia în considerare, deoarece este mică față de mărimea undei de impuls, iar unda poate să intre în transformator venind fie dintr-o parte, fie din cealaltă.

Din punctul de vedere al supratensiunilor de impuls, transformatorul de tensiune se poate considera ca un transformator de putere a cărui putere este negli-

jabilă. Înfășurarea primară are, de obicei, un număr mare de spire și este uzual realizată în straturi, ceea ce asigură o bună comportare la impuls [4.22, 4.23 și 4.28], în special dacă intrarea este prevăzută cu ecran. O astfel de înfășurare este practic neoscilantă și repartiția tensiunii de impuls pe fiecare strat este aproximativ liniară. Solicitarea izolației de spiră rezultă, de asemenea, redusă.

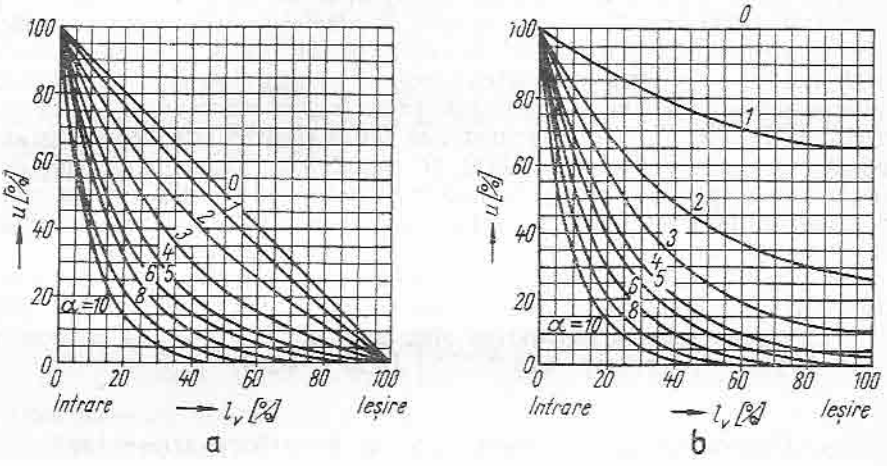


Fig. 4.17. Repartiția inițială a tensiunii de impuls:
a — pe înfășurările care au unul din capete legat la pământ; *b* — cu neutrul izolat.

Un exemplu de transformator de tensiune monofazat cu înfășurare dispusă în multe straturi, prevăzut cu protecție față de undele de impuls, este cel realizat de Fischer F.J. [4.29] și prezentat în fig. 4.18. Izolația principală o formează corpul de porțelan în formă de carcasă (fig. 4.18, *a*) pe care este fixată înfășurarea primară.

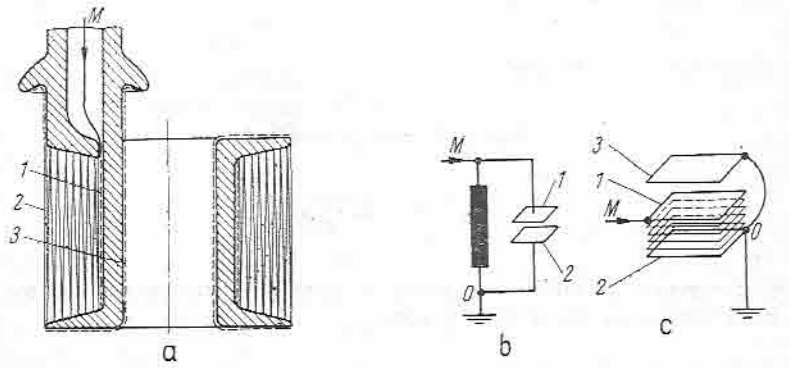


Fig. 4.18. Transformator uscat de tensiune cu înfășurarea în straturi, realizat de Fischer F.J.[4.29]:
a — schema constructivă; *b*, *c* — schema de legături.

Capătul izolat complet al înfășurării primare este scos prin izolatorul de trecere de porțelan, dispus la partea superioară a părții cilindrice a carcasei a cărei suprafață este metalizată prin pulverizare, realizîndu-se un strat conductor *1*. Stratul conductor se leagă la intrarea înfășurării cu ajutorul unei benzi de cupru. Sfîrșitul înfășurării primare, care în timpul exploatării este legat la pămînt, se termină cu ecranul realizat dintr-o folie de cupru, avînd lățimea stratului de spire. Se formează astfel un condensator conectat în paralel cu înfășurarea primară care asigură protecția transformatorului la supratensiuni (fig. 4.18, *b*, *c*). Dielectricul condensatorului este format din partea cilindrică a corpului de porțelan, un electrod îl formează stratul conductor *1*, eventual poate fi strat semiconductor — de grafit, conectat la intrarea înfășurării primare, al doilea electrod este format din stratul conductor sau semiconductor *3* aplicat pe suprafețele exterioare ale corpului de izolație, fiind legat la masă și la pămînt. Condensatorul astfel realizat conectat în paralel cu înfășurarea primară acționează ca aplatizator al frontului undei de impuls, care în acest fel ajunge în înfășurare cu o pantă mai mică.

Dacă transformatorul de tensiune are înfășurare bobinată în galeți atunci repartiția tensiunii de impuls este nefavorabilă, dacă nu se iau măsuri speciale. Mijloacele pentru uniformizarea solicitărilor sînt în principiu aceleași ca la transformatoarele de putere (v. subcap. 4.5) [4.22 și 4.28].

4.5. Protecția la supratensiuni a transformatoarelor de măsură

La transformatoarele de curent se folosește rezistența de șuntare legată în paralel cu înfășurarea (fig. 4.19).

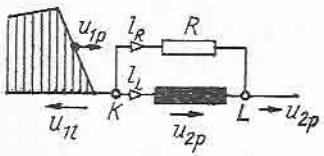


Fig. 4.19. Trecerea undei de tensiune de impuls prin înfășurarea primară a transformatorului de curent cu rezistență de șuntare.

În acest caz se poate scrie

$$u_{1p} + u_{1l} - u_{2p} = Ri_R; \tag{4.15}$$

$$i_R + i_L = \frac{u_{2p}}{Z}, \tag{4.16}$$

iar de aici curentul în înfășurarea primară [după introducerea ecuației $u_{1l} = u_{1p} - u_{2p}$ în formulele (4.15) și (4.16)] este

$$i_L = \frac{u_{2p}}{Z} - i_R = \frac{u_{1p} - u_{1l}}{Z} - \frac{2u_{1l}}{R}. \tag{4.17}$$

De aici rezultă, pentru tensiunea de la bornele înfășurării primare, relația

$$u_{KL} = K_u \frac{L}{Z}\left[1 - e^{-\frac{t}{\frac{L}{2Z}+\frac{L}{R}}}\right]. \tag{4.18}$$

Dacă se compară această ecuație cu ecuația (4.13) se observă cum constanta de timp s-a mărit cu valoarea L/R. Tensiunea la borne crește deci cu atît mai încet, cu cît rezistența R este mai mică.

Dacă se admite valoarea maximă a tensiunii la borne u_{KLmax}, pe care unda de valoare maximă U o poate atinge în timpul T_1 (fig. 4.15 n.t.), și $K_u = U/T_1$, atunci se poate scrie

$$u_{KL\ max} = \frac{U}{T_1}\frac{L}{Z}\left[1 - e^{-\frac{t}{\frac{L}{2Z}+\frac{L}{R}}}\right]. \tag{4.19}$$

Dacă începutul acestei aluri exponențiale se înlocuiește cu tangenta în originea axelor, și dacă se neglijează membrul $L/2Z$ față de L/R, rezultă o relație simplă

$$\frac{u_{KL\ max}}{U} = \frac{R}{Z} \tag{4.20}$$

și mai departe

$$R = \frac{u_{KL\ max}}{U} Z \quad [\Omega;\ \text{kV}]. \tag{4.21}$$

Pentru ca rezistența de șuntare să nu provoace o eroare de curent suplimentară mare și pierderi de energie prin trecerea curentului în timpul exploatării, ea nu are o mărime constantă, ci este funcție de tensiune în așa fel că la tensiunea de lucru rezistența între cele două borne este mare, dar scade brusc la creșterea tensiunii (fig. 4.20 și [K2 fig. 131]). Din această cauză rezistența se realizează din materiale ceramice, care au această proprietate.

Pentru alegerea mărimii rezistenței de șuntare și a dependenței ei de tensiune se impun condițiile [4.27 și K2] următoare:

1) la sarcină nominală și la curentul nominal, rezistența poate determina o eroare suplimentară de curent de maximum 5—10% din eroarea admisă pentru clasa de precizie a celei mai precise dintre înfășurările secundare;

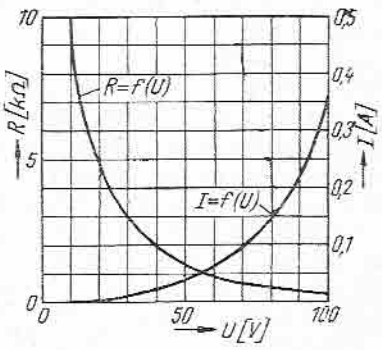


Fig. 4.20. Caracteristicile rezistenței de șuntare funcție de tensiune determinate la un produs elvețian prin măsurătorile efectuate la întreprinderea ŠKODA Plz ň.

2) la sarcină nominală și la un curent primar corespunzător celui mai mare factor de saturație nominal, rezistența de șuntare poate determina o eroare suplimentară de curent de circa $|\Delta i| \approx 1\%$;
3) în cazul creșterii tensiunii la bornele primare peste valoarea indicată la punctul 2 este necesar ca mărimea rezistenței să scadă repede la valoarea dată de ecuația (4.19) sau (4.21).

Rezistența de șuntare trebuie aleasă în așa fel încît să suporte timp îndelungat sarcina termică datorită încălzirii ce apare la trecerea prin înfășurarea primară a curentului nominal, iar pentru o secundă trebuie să suporte din punct de vedere termic curentul de scurtcircuit garantat ce trece atunci prin înfășurarea primară.

În locul rezistenței neliniare de șuntare se poate folosi și o rezistență de valoare constantă legată în serie cu un eclator (această soluție nu este însă prea răspîndită). În ultimul timp, punctele de vedere cu privire la utilitatea rezistențelor de șuntare încep să difere.

Transformatoarele de tensiune cu înfășurarea dispusă în straturi sînt în majoritatea lor practic nerezonante, în special dacă înfășurarea este prevăzută cu ecran de intrare. La execuția bobinei trebuie avute în vedere prevederi speciale în scopul îmbunătățirii repartiției tensiunii de impuls pe fiecare bobină în parte (de exemplu, un divizor capacitiv auxiliar etc.).

4.6. Stabilitatea dielectrică și termică a izolației [4.30]

Pentru ca transformatorul de măsură să funcționeze sigur, pe toată durata de viață, este necesar ca proprietățile dielectrice ale izolației să rămînă constante; acestea însă se pot schimba datorită solicitărilor dielectrice și termice.

Stabilitatea dielectrică a izolației este dată de condiția ca la tensiunea de lucru să nu apară în izolația transformatorului descărcări parțiale; la tensiunea de ținere la unde de impuls și la tensiunea de încercare la frecvență industrială se admite apariția descărcărilor parțiale. Tensiunea minimă la care încep descărcările corona se numește *prag de ionizare*. Pînă în prezent nu există o părere unitară despre mărimea pragului de ionizare (raportul între tensiunea nominală și cea de apariție a descărcărilor corona). Practic se poate spune că la o construcție la care pragul de ionizare este egal cu tensiunea de ținere sau circa 60% din valoarea acesteia, izolația este corespunzătoare din punctul de vedere al stabilității dielectrice.

Tensiunea, la care apare ionizarea (pragul de ionizare), depinde atît de dispunerea spațială a electrozilor, cît și de forma suprafețelor lor (rotunjirea muchiilor) și de proprietățile materialelor izolante folosite. Pentru determinarea pragului de ionizare, a fost dedusă empiric de către Kappeler [4.31] ecuația care indică mărimea pragului de ionizare (descărcări parțiale)

$$U_{ki} = k_i \, a^{0,45} \quad [\text{kV; mm}], \tag{4.22}$$

unde: a este grosimea izolantului dintre doi electrozi, iar U_{ki} este tensiunea la care încep să apară descărcările.

Factorul k_i depinde de mediul şi tipul izolantului; astfel pentru un material izolant a cărui constantă dielectrică relativă $\varepsilon_r = 4{,}5$, k_i poate căpăta următoarele valori: 1,53 pentru cîmp neuniform în aer, 2,2 pentru cîmp uniform în aer şi 5,4 pentru cîmp uniform în ulei. Această ultimă valoare este valabilă şi pentru cazul cînd electrodul este încorporat în hîrtie impregnată cu ulei în vid înalt.

Pentru alte cazuri mai complicate nu se poate da o formulă atît de simplă şi pragul de ionizare trebuie determinat experimental (de exemplu, pe model).

Condiţia stabilizării termice a izolaţiei este ca suma cantităţilor de căldură dezvoltate prin pierderi în dielectric (în izolant) şi a căldurii transmise de la alte surse vecine (de exemplu, de la înfăşurare) să fie egală cu cantitatea de căldură evacuată prin suprafaţa izolantului. Temperatura la care au loc schimburile de căldură trebuind să rămînă în limitele admise de norme pentru clasa de izolaţie respectivă (v. cap. 6). Pierderile dielectrice pe unitate de volum a dielectricului sînt [4.4 şi 4.32].

$$p_\vartheta = \bar{p}_\vartheta E^2 \left[\mathrm{W/m^3};\ \frac{\mathrm{W/m^3}}{(\mathrm{kV/cm})^2},\ \mathrm{kV/cm}.\right] \tag{4.23}$$

Mărimea cîmpului electric E este exprimată în valoare eficace. Mărimea $\bar{p}_\vartheta$ este o constantă a materialului care exprimă cifric pierderile pentru unitatea de intensitate a cîmpului electric şi are dimensiunea fizică a conductivităţii. Ea se calculează din relaţia

$$\bar{p}_\vartheta = \frac{\varepsilon_r \operatorname{tg}\delta f}{1{,}8} \left[\frac{\mathrm{W/m^3}}{(\mathrm{kV/cm})^2};\ \mathrm{Hz}\right], \tag{4.24}$$

în care: δ este unghiul de pierderi; ε_r este constanta dielectrică relativă şi f este frecvenţa. Constanta materialului $\bar{p}_\vartheta$ depinde de temperatură conform relaţiei

$$\bar{p}_\vartheta = \bar{p}_{\vartheta_0}\, e^{\xi(\vartheta - \vartheta_0)}, \tag{4.25}$$

în care $\bar{p}_{\vartheta_0}$ se referă la temperatura ϑ_0 la care pierderile dielectrice sînt minime; $\bar{p}_\vartheta$ corespunde temperaturii ϑ. Factorul de creştere a pierderilor ξ [v. ecuaţia (4.24)] este dat de relaţia

$$\xi = \frac{2{,}303 \log \dfrac{\bar{p}_\vartheta}{\bar{p}_{\vartheta_0}}}{\vartheta - \vartheta_0} = \frac{2{,}303 \log \dfrac{(\varepsilon_r \operatorname{tg}\delta)_\vartheta}{(\varepsilon_r \operatorname{tg}\delta)_{\vartheta_0}}}{\vartheta - \vartheta_0} \left[\frac{1}{^\circ\mathrm{C}}\right]. \tag{4.26}$$

Tensiunea (valoarea eficace) la care are loc echilibrul dintre căldura dezvoltată şi cea cedată este

$$U_{h\vartheta} = A \sqrt{\frac{\lambda}{\bar{p}_\vartheta\, \xi}} = A \sqrt{\frac{\lambda}{\bar{p}_{\vartheta_0}\, \xi}} \cdot \sqrt{\frac{1}{e^{\xi(\vartheta - \vartheta_0)}}} \left[\mathrm{kV};\ \mathrm{W/m^3},\ \frac{\mathrm{W/m^3}}{(\mathrm{kV/cm})^2},\ \frac{1}{^\circ\mathrm{C}}\right], \tag{4.27}$$

unde λ este conductivitatea termică specifică (tabelul 6.2).

Factorul A depinde, în cazul dispunerii cilindrice a dielectricului, de raportul diametrelor exterior și interior, conform fig. 4.21 [4.33]; pentru o placă plană răcită pe o singură parte $A = 93{,}8$, răcită pe ambele părți $A = 180$.

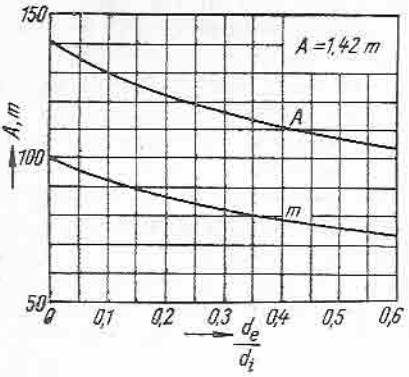


Fig. 4.21. Dependența factorului A de raportul diametrelor exterior și interior al izolatorului, pentru un dielectric dispus cilindric [4.33].

După cum rezultă din ecuația (4.26), tensiunea $U_{\text{străp}}$ nu depinde de grosimea izolantului, ci de constantele materialului. Mărimea ei trebuie să fie circa 1,4—1,5 ori tensiunea de lucru a izolației pentru a avea un coeficient de siguranță suficient.

Pentru aprecierea îmbătrînirii izolației, Stier [4.34] a dedus ecuația

$$(\varepsilon_r \operatorname{tg} \delta)_\vartheta = \frac{4580}{U^2} \quad [\text{kV}], \tag{4.28}$$

care este satisfăcută în cazul în care dielectricul, care are ambele părți răcite, se încălzește datorită pierderilor dielectrice cu 10°C. Mărimile ε_r și $\operatorname{tg} \delta$ sînt introduse în ecuație ca fiind raportate la temperatura ϑ; U este tensiunea aplicată permanent pe izolantul cercetat. Această relație are caracter informativ.

5 Stabilitatea la scurtcircuit a transformatoarelor de curent

5.1. Noțiuni de bază

Stabilitatea la scurtcircuit a transformatorului de curent este capacitatea transformatorului de a rezista la efectele dinamice, termice și electrice ale supracurenților, care sînt determinați de scurtcircuite sau de alte stări asemănătoare de avarie (de exemplu, suprasarcina de avarie) în rețeaua în care el lucrează. Funcționarea transformatorului în scurtcircuit (adică cu sarcina externă zero) este, cum s-a explicat în cap. 3, una din stările normale de funcționare și nu poate fi considerată deci o solicitare anormală.

Stabilitatea la scurtcircuit a transformatorului de curent constă, în sensul larg al cuvîntului, atît din stabilitatea la scurtcircuit a transformatorului propriu-zis, adică așa-zisa stabilitate internă la scurtcircuit, cît și din stabilitatea externă la scurtcircuit, adică stabilitatea la scurtcircuit a transformatorului ca element component al instalației energetice, de exemplu, celule, stație de distribuție, plecări etc. Noțiunea de stabilitate internă la scurtcircuit reprezintă capacitatea transformatorului de a rezista acelor efecte dinamice, termice și electrice, care apar prin acțiunea supracurenților în însăși transformatorul, în timp ce stabilitatea externă la scurtcircuit reprezintă capacitatea de a rezista acelor efecte, care apar prin acțiunea supracurenților asupra mediului imediat înconjurător. Acestea sînt, de exemplu, forțele electrodinamice prin care conductoarele de alimentare acționează asupra bornelor primare, eventual asupra izolatorului de susținere sau corpului izolant, sau prin care acționează conductorul de întoarcere sau conductorul fazei vecine.

Stabilitatea internă la scurtcircuit, care este definită în norma [N1] și despre care este vorba în acest capitol, se referă în primul rînd la alegerea transformatorului de curent și caracterizarea teoretică și experimentală a acestuia. Problemele

legate de stabilitatea externă la scurtcircuit depind în mare măsură de concepția și montajul întregii instalații (celule, stație de distribuție) (subcap. 11.6).

Stabilitatea internă la scurtcircuit este caracterizată de curentul limită dinamic, curentul limită termic de scurtcircuit și de coeficientul termic. Deoarece coeficientul termic exprimă raportul cifric dintre curentul limită termic și curentul primar nominal, sînt suficiente două din cele trei mărimi pentru determinarea stabilității la scurtcircuit, și anume: fie curentul limită dinamic și curentul limită termic, fie curentul limită dinamic și coeficientul termic.

Conform STAS 4324-62 [N1], curentul limită dinamic (I_d) este valoarea de vîrf, în kA, a primei alternanțe a curentului primar de scurtcircuit, pentru care se asigură stabilitatea dinamică, înfășurările secundare fiind legate în scurtcircuit.

Curentul termic (I_{ti}) este valoarea efectivă a curentului primar, pe care îl poate suporta fără deteriorări transformatorul în timpul dat (nu mai mare decît 10 s) cu înfășurarea secundară legată în scurtcircuit; curentul limită termic (I_t) este curentul termic de scurtcircuit de o secundă. Mărimea lui se verifică la încercarea standard; dacă aceasta nu poate fi efectuată, el se determină prin calcul cu ajutorul ecuației

$$I_t = S_c \cdot \delta_t \cdot 10^{-3} \quad [\text{kA, mm}^2, \text{A/mm}^2], \tag{5.1}$$

în care: S_c este secțiunea conductorului (sau a fasciculului de conductoare) a înfășurării primare și δ_t este densitatea curentului în înfășurarea primară pentru curentul limită termic, care se stabilește din condițiile limitei de încălzire la supracurent în presupunerea că această încălzire este adiabatică (cantitatea de căldură dezvoltată de pierderile P_c în conductoare folosește integral la încălzirea lor și nu este disipată în mediul înconjurător),

$$P_c = C_c m_c \Delta\vartheta = \frac{\rho}{\gamma_c} m_c \delta_t^2 k_s t \cdot 10^6$$

$$[\text{W, Ws/kg °C, kg, °C; } \Omega \text{ mm}^2/\text{m, kg/m}^3, \text{ kg, A/mm}^2, \text{ s}]. \tag{5.2}$$

În ecuația (5.2), C_c este căldura specifică a conductorului (tabelul 6.2), m_c este masa lui, $\Delta\vartheta$ este limita de încălzire la curentul limită termic, γ_c este masa specifică a conductorului și k_s este factorul de pierderi suplimentare. Din aceasta rezultă

$$\delta_t = \sqrt{\frac{\gamma_c C_c \Delta\vartheta}{\rho k_s}} \cdot 10^3 \quad [\text{A/mm}^2; \text{ kg/m}^3, \text{ Ws/kg°C, °C, } \Omega \text{ mm}^2/\text{m}] \tag{5.3}$$

și conform [N1] la $\Delta\vartheta = 200°C$ $\delta_t = 180$ A/mm² pentru cupru electrolitic și $\delta_t = 118$ A/mm² pentru aluminiu electrolitic. Ecuația (5.1) mai presupune [N1] că în transformator nu există vreun punct slab de legătură care ar putea fi deteriorat de curentul limită termic mai repede decît înfășurarea propriu-zisă (de exemplu, plecările, bornele, locurile de îmbinare între înfășurări și borne etc.). De aceea la alegerea transformatorului de curent trebuie să țină seama de îndeplinirea reală a acestor condiții.

Secțiunea înfășurării secundare se verifică, de asemenea, cu ajutorul ecuației (5.1), ținînd seama de coeficientul de transformare nominal. Dacă eroarea de curent

$\Delta_i < -20\%$, cînd înfășurarea secundară este legată în scurtcircuit și curentul primar este egal cu 0,3 I_t, această condiție poate fi luată în considerație în calcul, iar secțiunea conductorului înfășurării secundare poate fi corespunzător micșorată.

Între curentul termic și curentul limită termic există relația

$$I_{ti} = \frac{I_t}{\sqrt{t + 0{,}05\,\frac{50}{f}}} \approx \frac{I_t}{\sqrt{t}} \quad [\text{kA; s, Hz}], \tag{5.4}$$

în care: t este timpul cît durează curentul termic de scurtcircuit, iar f este frecvența. Al doilea termen de sub radical ține seama de efectele termice ale componentelor aperiodice ale curentului de scurtcircuit, dar în calculele curente el poate fi neglijat.

Coeficientul termic K_t este raportul dintre curentul limită termic și curentul primar nominal

$$K_t = \frac{I_t}{I_n} = \frac{\delta_t}{\delta_{in}}. \tag{5.5}$$

Conform STAS 4324-62 [N1], coeficientul termic K_t poate avea următoarele valori

60, 80, 100, 120.

Curentul limită dinamic se determină, de obicei, la încercările de tip. Între el și curentul limită termic există relația

$$I_d = 1{,}8\sqrt{2}\,I_t \approx 2{,}54\,I_t. \tag{5.6}$$

Dacă această condiție nu este satisfăcută, stabilitatea transformatorului la scurtcircuit nu poate fi folosită pînă la valoarea curentului limită termic, ci numai pînă la valoarea curentului termic $I_{ti} = I_d/2{,}54$, corespunzător cu durata supracurentului, conform ecuației (5.4).

Dacă este dată puterea de scurtcircuit a sistemului de distribuție trifazat P''_k și tensiunea nominală U_n a acestuia, cu ajutorul acestor valori se determină curentul de scurtcircuit.

$$I''_k = \frac{P''_k}{\sqrt{3}\,U_n} \quad [\text{kA; MVA, kV}], \tag{5.7}$$

curentul dinamic de scurtcircuit

$$I''_m = 1{,}8\sqrt{2}\,I''_k \approx 2{,}54\,I''_k \tag{5.8}$$

(tabelul 5.1) și curentul echivalent de încălzire

$$I_e = \frac{k_e\chi}{110}\,I''_k. \tag{5.9}$$

unde

$$\chi = 110\,\frac{P_{jm}}{P''_k} \quad [\%; \text{MVA}] \tag{5.10}$$

este reactanța relativă a sistemului de distribuție și P_{jm} este suma puterilor nominale a tuturor alternatoarelor ce lucrează în sistemul de distribuție; factorul k_e se ia din fig. 5.1 [N3].

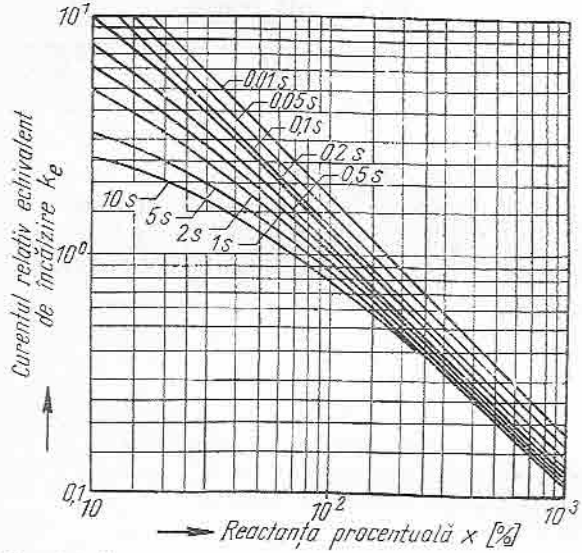


Fig. 5.1. Dependența factorului k_e de reactanța procentuală χ a sistemului de distribuție și de durata scurtcircuitului [N3].

Transformatorul de curent conectat în acest sistem trebuie să fie ales astfel încît să reziste sigur la efectele acestor curenți, adică trebuie să se satisfacă relațiile

$$I_d \geqslant I''_m \text{ și } I_{ti} \geqslant I_e, \quad (5.11)$$

sau dacă scurtcircuitul durează t secunde trebuie să fie satisfăcută relația

$$I_t \geqslant I_e\sqrt{t}. \quad (5.11\,a)$$

Coeficientul termic se determină cu relația

$$K_t \geqslant 1{,}05 \cdot 10^3 \cdot \frac{P''_k}{\sqrt{3}\, I_{1n}\, U_n}\,[\text{MVA, A, kV}], \quad (5.12)$$

unde factorul 1,05 reprezintă rezerva de siguranță [N3].

Pentru stabilirea rapidă a valorilor I_d, I_t și K_t se poate folosi nomograma din fig. 5.2.

Încălzirea înfășurărilor la supracurenți este tratată în subcap. 6.4.

Tabelul 5.1

Puterile de scurtcircuit ale rețelelor, conform normei ČSN 35.100 [5.1] și parametrii de scurtcircuit conform normei ČSN 35 1362 [N 3]

Tensiunea nominală a rețelei U_n kV	Puterea de scurtcircuit P''_k, MVA	Curentul dinamic de scurtcircuit I''_m, kA	Curentul de scurtcircuit stabilizat I''_k, kA
6	1000	245	96
10	1500	219	80
15	1500	146	57,5
22	1500	100	39,5
35	1500	63	25
110	5000	67	26,5
220	10 000	67	26,5
400	25 000	92	36

Notă: Valorile curenților sînt rotunjite.

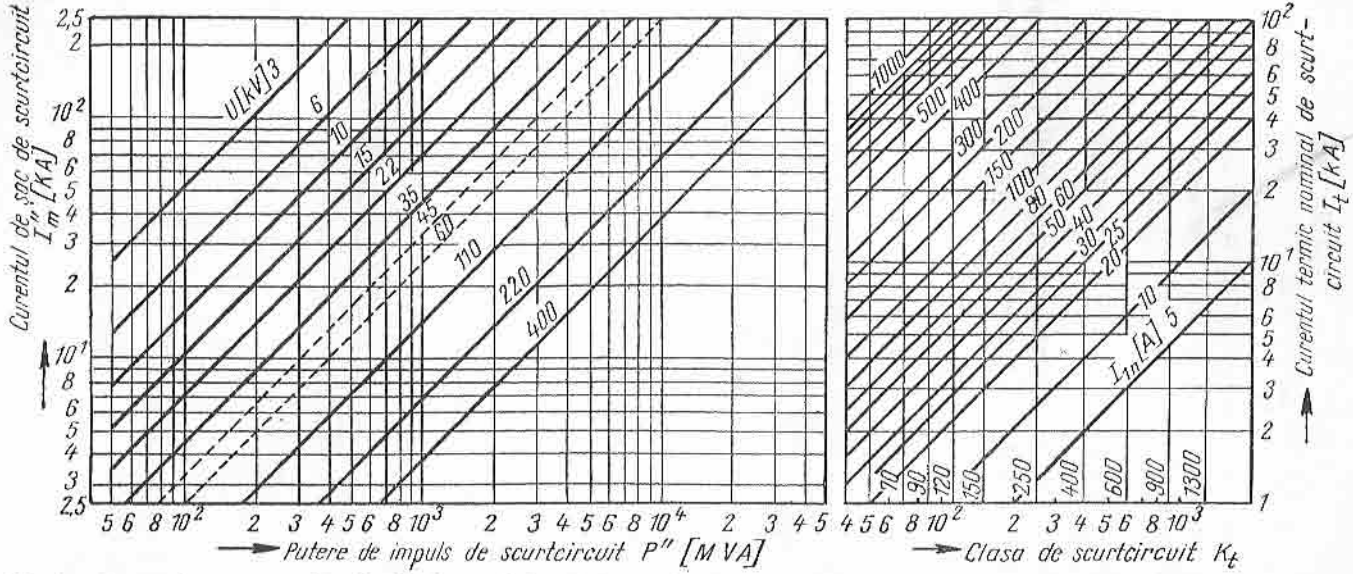


Fig. 5.2. Determinarea curenților I_d, I_t și a coeficientului termic K_t dacă se cunoaște puterea de scurtcircuit a sistemului de distribuție [S4].

5.2. Efectele dinamice ale supracurenților, calculul forțelor și al solicitărilor

Curenții care trec prin circuitul primar și secundar al transformatorului de curent au ca efect apariția unor forțe mecanice proporționale cu pătratul curentului, care acționează asupra unor părți ale circuitelor electrice (înfășurare, legături, borne).

Forțele și solicitările mecanice cauzate de acestea depind de tipul transfor, matorului de curent care poate fi:

a) tip bară, la care înfășurarea primară este formată dintr-un singur conductor ce trece prin interiorul circuitului magnetic pe care este dispusă înfășurarea secundară (fig. 5.3, *a*, *b*);

b) tip bobină (fig. 5.3, *c*);

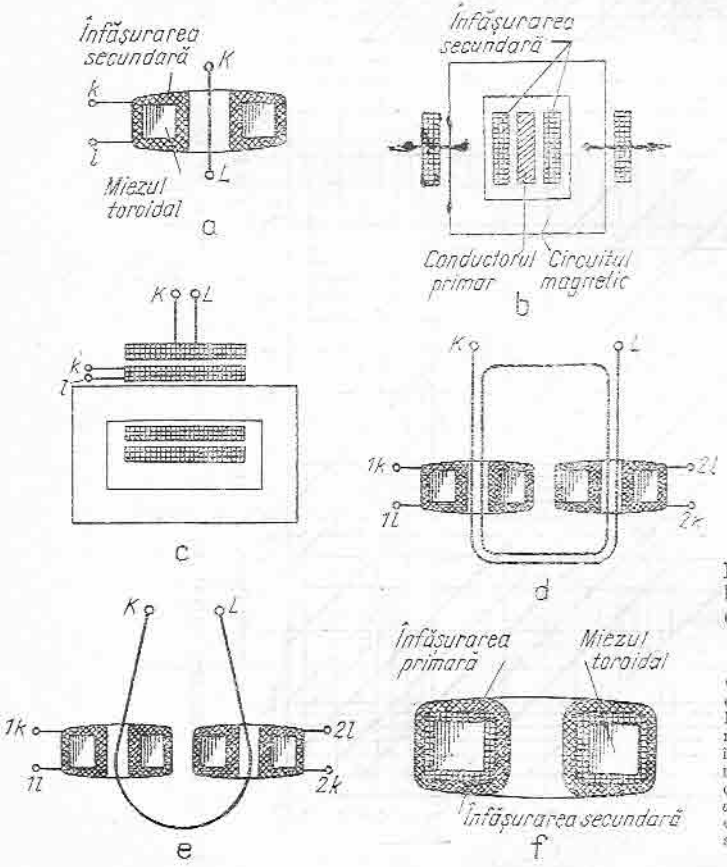


Fig. 5.3. Tipurile de bază de transformatoare de curent după stabilitatea la scurtcircuit:

a — tip bară cu miez toroidal; *b* — tip bară cu circuit magnetic dreptunghiular; *c* — tip bobină; *d* — tip mono sau multispiral cu înfășurare primară de forma unei bucle închise; *e* — idem *d*, de forma unei bucle deschise; *d*, *e*-au două înfășurări secundare de tip toroidal; *f* — cu ambele înfășurări dispuse una peste alta.

c) tip mono sau multispiral, înfășurarea primară având forma unei bucle închise (fig. 5.3, *d*) sau a unei bucle deschise (fig. 5.3, *e*); înfășurarea secundară este dispusă pe unul sau mai multe circuite magnetice, prin care trec buclele;

d) de tip toroidal, la care înfășurările primară și secundară sînt dispuse uzual pe întreaga circumferință a circuitului magnetic sau numai pe o parte a circumferinței (fig. 5.3, *f*).

Stabilitatea dinamică a transformatoarelor de curent tip bară este practic nelimitată, mai ales dacă înfășurarea lor secundară este repartizată uniform pe miezul toroidal (fig. 5.3, *a*) și de aceea la acest tip se verifică numai stabilitatea termică, adică coeficientul termic (și deci și curentul limită termic)care se deduce din curentul echivalent de încălzire [ecuația (5.7) și (5.9) și fig. 5.1]. Dacă transformatorul de curent tip bară are circuitul magnetic dreptunghiular, cu două coloane bobinate, așa cum se arată în fig. 5.3, *b*, atunci forțele electrodinamice de respingere care apar între ambele jumătăți de înfășurare secundară și înfășurarea primară dispusă între ele, supun circuitul magnetic la întindere, pe direcția săgeților arătate în figură.

La transformatoarele de curent de tip toroidal, efectul eforturilor electrodinamice ce apar la supracurenți se manifestă prin desfacerea înfășurării exterioare. În fig. 5.4 se poate vedea cum datorită acțiunii eforturilor electrodinamice a avut loc desfacerea înfășurării și deteriorarea izolației conductoarelor. În acest caz, înfășurarea nu a fost înglobată în rășină epoxidică turnată, cum se face la produsele fabricate în mod curent.

La transformatoarele de curent tip bobină (fig. 5.3, *c*), problema stabilității la scurtcircuit prezintă două aspecte: stabilitatea la scurtcircuit a înfășurării și stabilitatea la scurtcircuit a legăturilor la borne [5.2]. Forțele care acționează asu-

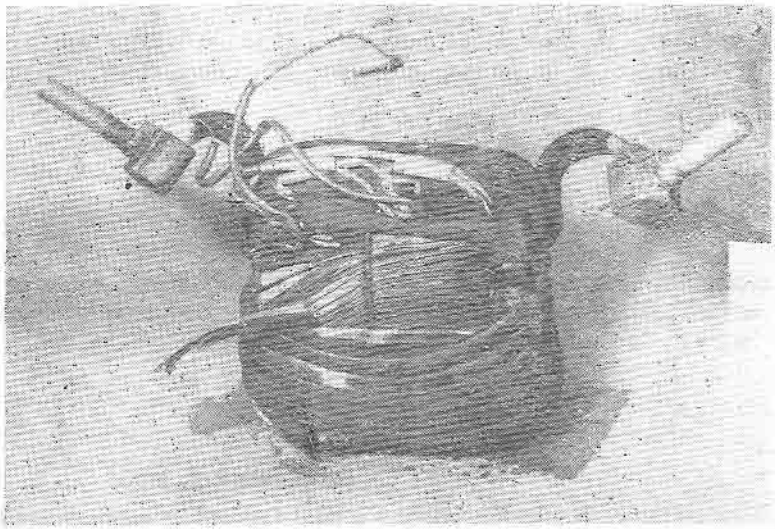


Fig. 5.4. Transformatorul de curent tip NAFF 531/860, 60/5 A, $K_t = 860$, deteriorat la un curent dinamic de 152 kA (adică 3000 I_n) (EJF Brno).

pra înfășurărilor străbătute de supracurent, sînt aceleași cu cele ce se manifestă la transformatorul de putere, la scurtcircuit brusc. Mărimea și sensul acestor forțe se schimbă în funcție de dispunerea înfășurărilor și de aceea, din considerente practice, ele se împart în două componente, radială și axială, fiecare din ele fiind analizată independent. Componenta radială F_r a înfășurării exterioare lucrează la întindere, cea a înfășurării interioare la compresiune; conductoarele înfășurării exterioare sînt deci supuse la întindere, conductoarele înfășurării interioare la compresiune sau la flambaj. Componenta axială a forței F_a supune la compresiune izolația înfășurării, conductorul care se sprijină pe carcasă fiind supus la încovoiere. Calculul precis al repartiției spațiale de-a lungul înfășurării a ambelor componente ale forței și efectele lor este în esență același ca la transformatorul de putere cu înfășurările dispuse identic. Calculul se bazează pe legea Biot-Savart [5.3, 5.4 și 5.5]. Este însă foarte laborios și necesită timp îndelungat, în special la transformatoarele prevăzute cu prize. Din această cauză, calculul se efectuează pe mașini de calcul [5.5 și 5.6]. De multe ori se folosesc metode simplificate, care dau rezultate convenabile pentru uz practic, deși nu-s precise.

Astfel, componenta radială a forței ce acționează asupra întregii înfășurări se deduce din energia cîmpului de dispersie, conform teoremei mișcărilor virtuale

$$F_r = \frac{1}{2} I^2 \frac{\partial L_\sigma}{\partial \delta_r} \text{ [N; A, H, m]}, \tag{5.13}$$

unde δ_r este canalul de scăpări echivalent dintre înfășurări (a se compara cu subcap. 10.1), iar pentru inductanța de scăpări este valabilă relația

$$L_\sigma = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} N^2 O_m \delta_r}{l_\sigma} \text{ [H, m]}. \tag{5.14}$$

Lungimea echivalentă a liniilor de cîmp de scăpări l_σ și ale canalului de scăpări între înfășurări O_m se calculează (după forma înfășurării) din ecuațiile de la subcap. 10.1. După ce le înlocuim în ecuația (5.13) și după ce se fac simplificările necesare rezultă

$$F_r = \frac{6{,}28 \cdot 10^{-7} F^2 O_m}{l_\sigma} \text{ [N, A, m]} \tag{5.15}$$

sau

$$F_r = \frac{6{,}4 \cdot 10^{-8} F^2 O_m}{l_\sigma} \text{ [kgf; A, m]}, \tag{5.15 a}$$

unde F reprezintă tensiunea magnetomotoare dată de supracurentul considerat, adică $F = I_d N_1$. Mărimea medie a solicitării secțiunii conductorului de către componenta forței F_r la întindere sau la compresiune este

$$\nu_{ri} = \frac{F_r}{2\pi N_i S_c} \; (i = 1, 2) \tag{5.16}$$

[N/mm²; N, mm²]

[kgf/mm²; kgf, mm²]

unde S_c este secțiunea conductorului (sau a unui fascicul de conductoare legate în paralel) înfășurării în mm². Mărimea reală a componentei radiale a forței ce acționează asupra elementului de lungime al înfășurării l'_{ri} se schimbă de-a lungul

înfășurării; valoarea cea mai mică este la capete, iar pentru înfășurări dispuse simetric valoarea ei cea mai mare apare la mijlocul înfășurării (fig. 5.5). Presupunîndu-se o secțiune constantă a conductorului de înfășurare se obține o alură și mărime identică a solicitării radiale ν'_r. Forța F'_r pentru întreaga înfășurare este dată de integrarea forței f'_r de-a lungul întregii înfășurări și este proporțională cu suprafața limitată de linia f'_r, în timp ce forța F_r calculată din ecuația (5.15) este proporțională cu suprafața dreptunghiului haşurat, iar solicitarea ν_r din ecuația 5.16) este proporțională cu lățimea lui. Între rezultatele precise obținute după [5.3 și 5.4] și cele date de ecuația (5.15) și (5.16) există relația determinată experimental.

$$\nu'_{r\,max} = (1{,}05...1{,}1)\ \nu_r. \qquad (5.17)$$

Pentru înfășurările din cupru trebuie ca $\nu'_{r\,max} < 60...70$. N/mm² $\approx 6...7$ kgf/mm², iar pentru aluminiu $\nu'_{r\,max} < 30$ N/mm² ≈ 3 kgf/mm².

Alura componentei axiale a forței de-a lungul înfășurării este indicată în fig. 5.6, *a*.

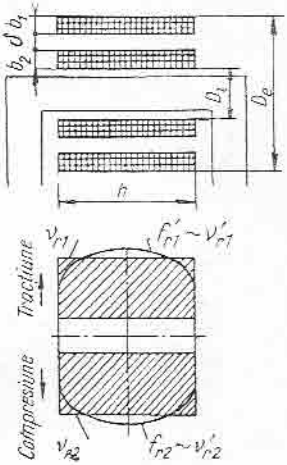


Fig. 5.5. Alura componentei radiale a forței și a solicitării radiale de-a lungul înfășurărilor primare și secundare dispuse simetric.

Asupra elementului de lungime al înfășurării acționează forța $f_a dh$, compresiunea în izolație fiind dată de integrala ei $F_a = \int f_a dh$ considerată de la margine pînă în punctul cercetat. Dacă ambele înfășurări sînt de aceeași lungime și dispuse simetric, componenta axială a forței F_a are valoarea zero la ambele capete, iar asupra înfășurării ca un tot nu acționează nici o forță în direcție axială (fig. 5.6, *a*). De aceea, nici nu are importanță de la care margine se face integrarea. Dacă aceste condiții nu sînt îndeplinite, atunci forța F_a are valoarea zero numai la un capăt în timp ce la

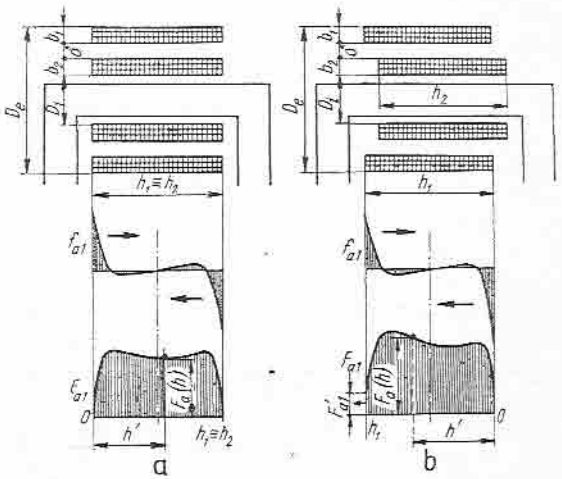


Fig. 5.6. Componenta axială a forței:

a — variația componentei axiale a forței de-a lungul înfășurării pentru elementul de lungime al înfășurării primare f_{a1}, variația componentei axiale a forței de compresiune $F_{a1} = \int_0^h f_{a1} dh$ de-a lungul înfășurării;

b — forța rezultantă $F'_{a1} \approx \int_0^{h_1} f_{a1} dh$ care solicită elementele de strîngere în cazul dispunerii nesimetrice.

celălalt este diferită de zero (fig. 5.6, *b*); această forță F'_{a1} tinde să împingă înfășurarea spre elementele de strîngere, ambele înfășurări căutînd să se deplaseze astfel încît nesimetria să crească și mai mult, adică sistemul ambelor înfășurări să atingă energia magnetică maximă (fig. 5.7). Simultan se mărește valoarea maximă a

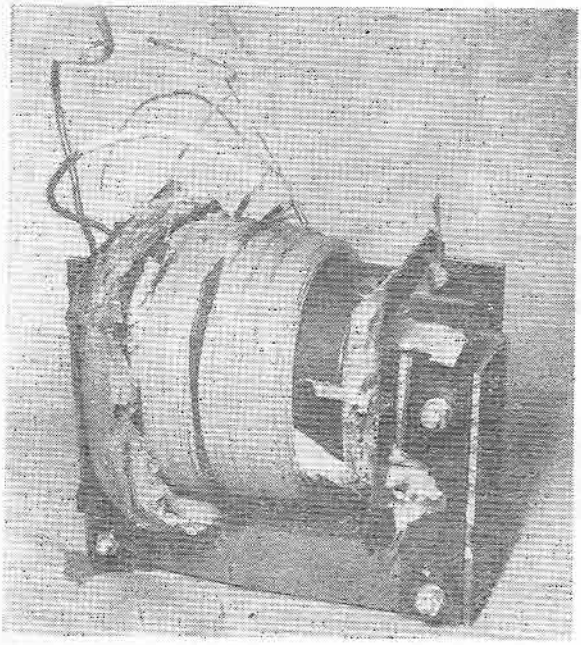


Fig. 5.7. Transformator de curent, în ulei, tip suport, de tipul ONA 861 pentru 35 kV, raportul de transformare 5/5A, $I_d = 200\ I_n$, deteriorat la un curent dinamic de circa 960 A(EJF Brno).

componentei $F_{\perp}$ în interiorul înfășurării (fig. 5.6, *b*). În fig. 5.7 se poate vedea cum datorită componentei axiale a forței F'_{a1} bobinele înfășurării primare s-au deplasat, izolația din hîrtie gofrată a fost ruptă ca și părțile frontale din pertinax care formează izolația față de piesele metalice care strîng miezul; a apărut apoi scurtcircuit în înfășurări și transformatorul a explodat.

Mărimea componentei F_a poate stabili cu precizie satisfăcătoare numai prin metoda de calcul mai sus amintită [5.3—5.6]. Formulele redate în literatura mai veche și deduse prin metode asemănătoare cu ecuația (5.15) dau rezultate care în majoritatea lor diferă substanțial de calculul precis și de realitate din care cauză nu sînt utilizabile. Pentru cazul a două înfășurări concentrice de lungimi egale, decalate una față de alta sau de lungimi diferite (fig. 5.8), Biermanns [5.8] indică formula aproximativă

$$F_a = 2{,}04 \cdot 10^{-8}\ F^2 \frac{O_m\, k}{h^2}\left[[2{,}303\ \log \sqrt{\frac{h^2+\delta^2}{k^2+c^2}} - \frac{c}{k}\ \text{arc tg}\ \frac{k}{c}\right];\ [\text{kgf};\ \text{m},\ \text{A}], \qquad (5.18)$$

$$\text{unde: } c = \delta + \frac{1}{3}(b_1 + b_2), \qquad (5.19)$$

iar k este luat din fig. 5.8. Expresii asemănătoare se dau și în [K2, S2, S6, 5.7 și 5.8].

Asupra bornelor de ieșire ale înfășurării tip bobină acționează forța (fig. 5.9)

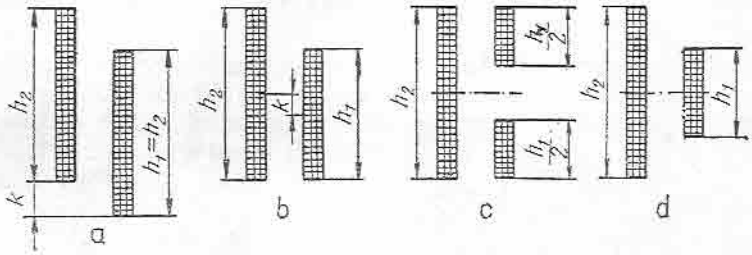


Fig. 5.8. Dispunerea înfășurărilor pentru calculul componentei axiale a forței după formula(5.18):
a—k se ia după desen; b—$k = 1/2\ (h_2 - h_1)$; c, d—$k = 1/4\ (h - a)$.

$$F_m = 2 \cdot 10^{-7} \cdot I^2 \frac{l}{a} \text{ [N; A, m]}, \tag{5.20}$$

sau

$$F_m = 2{,}04 \cdot 10^{-8} \cdot I^2 \frac{l}{a} \text{ [kgf; A, m]} \tag{5.20.a}$$

unde I este valoarea maximă (de vîrf n.t) a curentului considerat, de obicei I_d. Forța F_m este de respingere și din această cauză ea trebuie anihilată prin măsuri

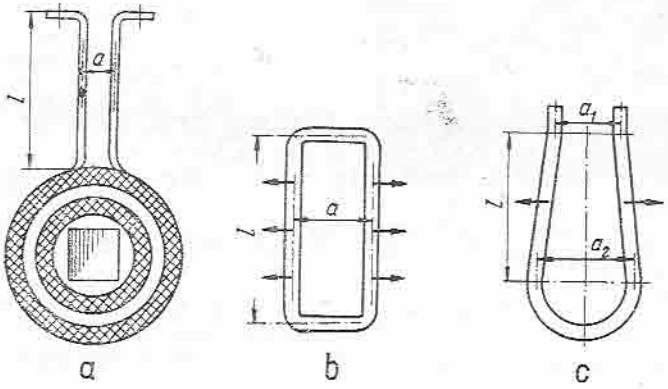


Fig. 5.9. Calculul forțelor cu care acționează înfășurarea:
a — asupra bornelor de ieșire; b — cazul buclei cu laturi paralele; c — cazul buclei cu laturi convergente.

adecvate (cu un bandaj) (fig. 5.10). O atenție sporită trebuie acordată de către constructor acelei porțiuni a legăturilor la borne, care se află între înfășurare și borne, deoarece în această zonă efectul forțelor de respingere se stăpînește cel mai greu.

În alegerea tipului de transformator de curent trebuie ținut seama de faptul că, pentru un coeficient termic dat și tensiune magnetomotoare nominală F_n dată,

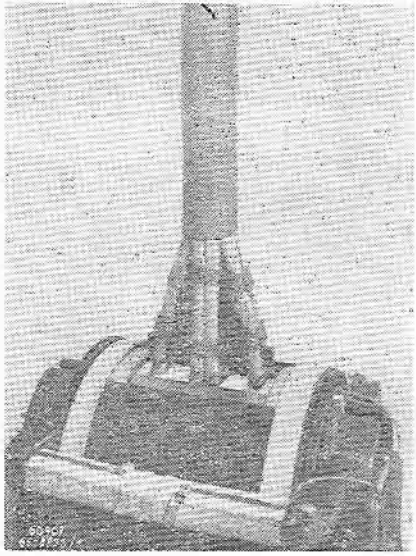


Fig. 5.10. Legăturile la borne ale înfășurării primare a transformatorului de curent 2 JO 110; sub acestea se poate observa transformatorul de premagnetizare conform, [3.17] (ŠKODA Plzeň).

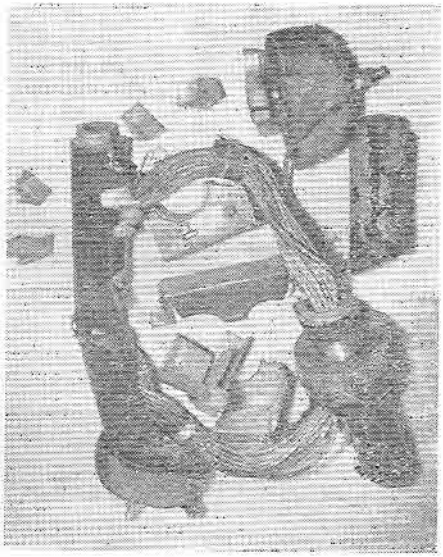


Fig. 5.11. Transformator de curent tip buclă, de tipul NAS 641 a, 30/5 A, 22 kV, $I_d = 300\ I_n$, deteriorat la un curent dinamic de 12,5 kA (adică 410 I_n); din figură reiese ușurința cu care forțele electrodinamice au transformat în cerc bucla ce avea laturile paralele (EJF Brno).

înfășurările sînt solicitate întotdeauna de aceeași forță, indiferent de mărimea curentului primar nominal din ecuația (5.15), în timp ce forțele dintre legăturile la borne sînt dependente de curent și deci sînt cu atît mai mari cu cît curentul primar nominal este mai mare [5.2].

La înfășurarea primară în buclă cu laturi paralele (fig. 5.9, b) acționează forța mecanică

$$F_m = 2 \cdot 10^{-7} F^2 \frac{l}{a} \text{ [N; A, m]}, \tag{5.21}$$

sau

$$F_m = 2{,}04 \cdot 10^{-8} F^2 \frac{l}{a} \text{ [kgf; A, m]}, \tag{5.21 a}$$

care produce un efect de respingere între conductoarele paralele ale legăturilor tinzînd să schimbe forma de buclă dreptunghiulară în cerc (fig. 5.11).

Dacă înfășurarea primară are forma buclei cu laturi ce tind spre convergentă (fig. 5.1 și 5.9, *c*), asupra elementului de lungime al acesteia acționează forța

$$dF_m = 2 \cdot 10^{-7} \, F^2 \frac{dx}{a} \, [\mathrm{N/m; A, m}], \tag{5.22}$$

sau

$$dF_m = 2{,}04 \cdot 10^{-8} F^2 \frac{dx}{a} \, [\mathrm{kgf/m; A, m}]. \tag{5.22 a}$$

La calcularea forței ce acționează asupra unui segment scurt de buclă se poate considera distanța a ca fiind constantă, folosind ecuația (5.21); în realitate distanța a este variabilă și conform fig. 5.9 *c* ea este

$$a = a_1 + (a_2 - a_1) \frac{x}{l} \quad [\mathrm{m}]. \tag{5.23}$$

Forța ce acționează asupra lungimii de buclă l este dată de integrarea ecuației (5.22) și este

$$F_m = 4{,}6 \cdot 10^{-7} \, F^2 \frac{l}{a_2 - a_1} \log \frac{a_2}{a_1} \, [\mathrm{N; A, m}], \tag{5.24}$$

sau

$$F_m = 4{,}7 \cdot 10^{-8} \, F^2 \frac{l}{a_2 - a_1} \log \frac{a_2}{a_1} \, [\mathrm{kgf; A, m}]. \tag{5.24 a}$$

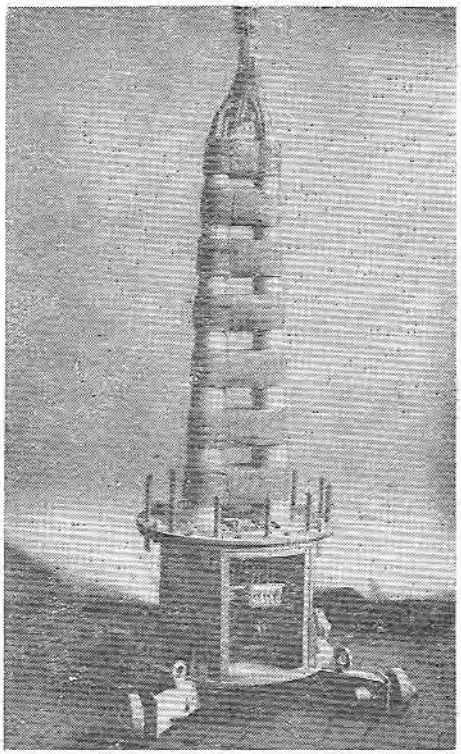


Fig. 5.12. Înfășurarea primară a transformatorului de curent GH 110 D, realizată ca o buclă deschisă cu laturi convergente, prevăzută cu bandaje (ŠKODA Plzeň).

Această forță trebuie să fie stăpînită cu ajutorul unor bandaje de dimensiuni potrivite (fig. 5.12).

Pentru alegerea bandajului conductoarelor de legătură la borne sau al înfășurării primare în formă de buclă, se consideră plecările sau cotul înfășurării primare ca o grindă solicitată de o forță uniform repartizată. Deoarece așezarea transformatoarelor pe suporturi nu este complet liberă (grindă sprijinită), și nici rigidă (grindă încastrată sau grindă legată de cîteva suporturi), se recomandă a se calcula media aritmetică a momentului de încovoiere pentru grinda sprijinită și încastrată (sau legată), și anume

$$M_0 = 0{,}1 \, Qt \ll W_0 \nu_0, \tag{5.25}$$

unde: t este pasul a două benzi vecine, iar Q este partea de forță care revine lui.

Modulul de rezistență al secțiunii este dat de forma conductorului (fasciculului de conductoare). Valorile solicitărilor admise la încovoiere ν_0 se aleg aceleași ca pentru solicitarea la întindere sau la compresiune.

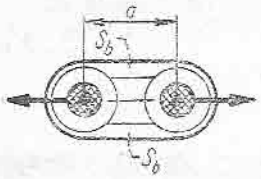


Fig. 5.13. Solicitarea bandajului la rupere.

În acest caz, bandajul este solicitat la rupere de forța Q (fig. 5.13) și deci este valabilă relația

$$\nu_t \leqslant \frac{Q}{2\,S_b}\,, \tag{5.26}$$

în care: S_b este secțiunea bandajului, iar ν_t este solicitarea lui admisibilă la întindere.

5.3. Supratensiunile și alte efecte ale supracurenților

Alături de solicitările mecanice, înfășurarea transformatorului de curent mai este supusă efectelor supratensiunilor provocate de trecerea supracurentului. Aceste supratensiuni sînt cu atît mai mari, cu cît este mai mare supracurentul, cu cît este mai mare sarcina la bornele transformatorului și cu cît transformatorul are un număr mai mare de spire pe înfășurarea primară.

Supratensiunile date de supracurenți sînt periculoase mai ales pentru transformatoarele avînd curenți primari nominali mici și clasă de precizie ridicată, adică transformatoarele cu număr mare de spire primare nominale, cît și prima treaptă a cascadei electromagnetice, care uzual debitează pe o sarcină mare. De asemenea, aceste supratensiuni amenință transformatoarele tip bară și suport, la care stabilitatea dinamică se consideră practic nelimitată. În timp ce problema solicitărilor dinamice ale înfășurărilor a fost analizată în mare măsură atît teoretic, cît și experimental, pericolul pe care-l prezintă supratensiunile datorate supracurenților nu se bucură încă de atenția cuvenită din partea specialiștilor, deși pentru unele construcții poate fi foarte important [5.9]. Acest lucru se datorează faptului că dacă se aplică o metodică necorectă de încercare la scurtcircuit, efectul supratensiunii poate să nu se manifeste și transformatorul poate fi considerat, după încercare, ca corespunzător, deși din punctul de vedere al supratensiunilor produse de supracurenți, siguranța lui este la limită (v. subcap. 11.6). Mărimea supratensiunii date — de supracurent — mai depinde și de forma curbei de curent. Supratensiunile cele mai mari apar în cazul curenților sinusoidali. În cazul curenților deformați, supratensiunile au valori mai reduse.

În cazul în care construcţia schelei nu este corespunzătoare, eforturile electrodinamice pot solicita miezul din punct de vedere mecanic. Aceste solicitări pot schimba structura materialului circuitului magnetic, fapt ce are ca efect creşterea erorilor. Din acest punct de vedere, tabla laminată la rece cu cristale orientate este mult mai sensibilă decît tabla laminată la cald, utilizată pînă în prezent şi de aceea este necesar să se acorde o grijă deosebită pentru realizarea unei construcţii potrivite în aşa fel ca, solicitările dinamice să nu se poată transmite circuitului magnetic.

De asemenea, încălzirea inegală sau neuniformă de către curentul de scurtcircuit a părţilor active sau constructive şi a părţilor izolante poate provoca apariţia unor forţe considerabile, care pot să determine avarierea transformatorului. Acest pericol este considerabil, în special la transformatoarele cu izolaţie epoxidică, unde înfăşurarea trebuie să fie elasticizată şi să fie prevăzută cu posibilităţi pentru evacuarea rapidă a căldurii dezvoltate (v. subcap. 6.7). Luarea în considerare, prin calcul, a tuturor acestor efecte nu este posibilă şi din această cauză este necesară verificarea ipotezelor de lucru prin încercarea prototipului la scurtcircuit.

6 Încălzirea

6.1. Noțiuni și relații de bază

Pierderile active în înfășurare, în circuitul magnetic, cum și în materialul dielectric se manifestă în exterior sub formă de căldură, determinînd încălzirea, adică creșterea temperaturilor acestor părți ale transformatorului, eventual și a părților învecinate. Cînd întreaga cantitate de căldură corespunzătoare pierderilor din transformator, se transmite mediului înconjurător, are loc la o încălzire în regim stabil. Valoarea limită a încălzirii este impusă de temperatura de lucru de lungă durată, admisă pentru izolația care se află în imediata apropiere a sursei de căldură (izolația conductoarelor și a înfășurării, izolația circuitului magnetic etc.) și de temperatura mediului înconjurător. Materialele izolante sînt clasificate după stabilitatea lor termică în clasele notate, conform normei [6.1] cu literele Y, A, E, B, F, H și C și pentru fiecare din aceste clase este stabilită temperatura ei limită de lungă durată.

Funcție de această clasificare STAS 4323-62 [N 1] stabilește încălzirea limită pentru fiecare parte a transformatorului (tabelul 6.1).

Valorile date în tabel se micșorează, atît la transformatoarele destinate a funcționa în locuri cu înălțime mai mare de 1000 m deasupra nivelului mării, cît și la transformatoarele care lucrează la temperaturi ale mediului înconjurător mai mari decît + 40°C, în așa fel ca să nu se depășească temperatura limită de durată a izolanților folosiți.

Pentru *transformatoarele de curent* încălzirea înfășurării este dată numai de curent și nu depinde de mărimea sarcinii sau de puterea nominală. În zona de

exploatare, încălzirea este stabilă întrucît în majoritatea cazurilor densitatea de curent este mică, valori mai mari putînd apare numai la transformatoarele cu coeficienți termici mici la care, conform ecuațiilor (5.3) și (5.5), se poate alege o den-

Tabelul 6.1

Încălzirile maxime admisibile pentru temperatura mediului înconjurător de + 40°C

Felul pieselor	Creșterea de temperatură maximă grd	Temperatura maximă °C
	La curent de durată	
Piese izolate cu:		
— izolație clasa Y	45	90
— izolație clasa A	60	105
— izolație clasa E	75	120
— izolație clasa B	85	130
— izolație clasa F	110	155
— izolație clasa H	135	180
— izolație clasa C	peste 135	peste 180
Piese neizolate care nu sînt în contact cu izolația vreunei piese		110
Piese neizolate străbătute de curent scufundate în ulei		90
Legături de contact fixe și nedemontabile		75
Legături de contact mobile		75
Uleiul din punctul cel mai cald		95

Observații. Clasele de izolație sînt conform STAS 6247-60.

Măsurările pentru stabilirea creșterii de temperatură se fac prin metoda variației de rezistență pentru înfășurări și cu termometrul sau cu termocuplul pentru celelalte organe.

Temperatura maximă se consideră prin măsurarea cu termocuplul, plasat în punctul cel mai cald, temperatura mediului înconjurător fiind de + 40°C.

sitate de curent δ_{1n} mai mare. Un control mai riguros al încălzirii înfășurării primare este necesar la acele tipuri constructive, care au înfășurarea primară acoperită cu un strat gros de izolant rigid și care reprezintă totodată izolația principală a transformatorului. În această izolație poate avea loc căderea importantă de temperatură de la suprafața înfășurării spre suprafața exterioară izolantului. Izolația mai poate fi încălzită și de către pierderile dielectrice proprii.

Acesta este cazul la transformatoarele de înaltă tensiune izolate cu rășină epoxidică turnată sau la transformatoarele de tensiune foarte înaltă, unde înfășurarea primară în buclă este înfășurată într-un strat gros de hîrtie de cablu. Creșterea excesivă a încălzirii înfășurării, care poate fi numai de scurtă durată, are loc numai în cazuri de supracurent în rețea (v. subcap. 5.1). Încălzirea circuitului magnetic

al transformatorului de curent este în funcție de sarcină și de curent, deoarece conform ecuației (3.36), inducția, de care depind pierderile în fier și deci și încălzirea lui este direct proporțională cu puterea. O dată cu creșterea sarcinii crește, la curentul dat, și inducția și o dată cu aceasta cresc pierderile în circuitul magnetic, atingînd valorile cele mai mari cînd circuitul secundar este deschis.

Pentru *transformatoarele de tensiune* încălzirea înfășurării este dată tot de curent, deoarece acesta (la o tensiune constantă) este proporțional cu sarcina, conform ecuației (3.103) și încălzirea înfășurării este determinată de putere. Încălzirea circuitului magnetic nu depinde de putere ci numai de tensiune. În acest caz, relațiile sînt practic aceleași ca la transformatoarele de putere.

6.2. Ecuațiile de bază pentru calculul încălzirii în regim stabilizat [6.2. și 6.3.]

Pentru încălzirea în regim stabilizat a suprafeței unui corp se poate scrie relația

$$\Delta\vartheta = \frac{\Delta P}{\alpha S} \quad [°C;\ W,\ W/m^2grd,\ m^2] \tag{6.1}$$

în care: ΔP sînt pierderile ce se disipă prin suprafața considerată și S este suprafața de răcire. Coeficientul de transmitere a căldurii în aer la circulație naturală este $\alpha = 13$ W/m²grd; pentru ulei la 30°C și gradient de temperatură corp-ulei de 5—10°C, $\alpha = 60...70$ W/m²grd; pentru ulei la 30°C și gradient de temperatură corp-ulei de 20—30°C, $\alpha = 80...100$ W/m²grd [6.3 și 6.4].

Gradientul de temperatură, în cazul trecerii căldurii printr-un perete plan de grosimea s (fig. 6.1, *a*), este dat de relația

$$\Delta\vartheta = \frac{q' a}{\lambda} \quad [°C;\ W/m^2,\ m,\ W/m\ grd], \tag{6.2}$$

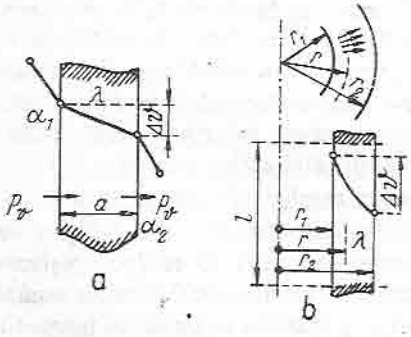


Fig. 6.1. Trecerea căldurii:
a — printr-un perete plan; *b* — printr-un perete rotunjit.

în care: q' este fluxul termic [W/m²] ce trece prin perete și λ este conductivitatea termică a peretelui (tabelul 6.2).

Tabelul 6.2

Conductivitatea termică și căldura specifică a materialelor folosite în construcția transformatoarelor de măsură

Materialul		λ W/m grd	C Ws/kg grd
Conductor	Argint	420	250
	Cupru electrolitic	380	~400
	Aluminiu electrolitic	220	920
	Bronz	70	360
	Alamă	102	385
Activ	Tablă de transformator cu 4% Si, laminată la cald în planul tablei	19	~400
	Tablă de transformator cu 3% Si, laminată la rece în planul tablei	21	~400
	Py 76 Cu (permalloy) (76% Ni)	~14	425
Constructiv	Oțel de construcție	~50	440—510
	Fontă	62	
Izolație rigidă	(v. anexa A4)		
Lichide și gaze izolante	Aer la 1 ata	0,03	1010
	Ulei de transformator	0,125	2000

Pentru trecerea căldurii prin pereți cilindrici, gradientul de temperatură (fig. 6.2, *b*) este dat de relația

$$\Delta\vartheta = \frac{2{,}303\ q''}{2\pi\lambda} \log \frac{r_2}{r_1} \quad [°C,\ W/m,\ W/m\ grd], \tag{6.3}$$

unde q'' este fluxul termic pe unitatea de lungime a cilindrului în W/m. Dacă sursa de căldură este distribuită uniform în volumul peretelui plan atunci încălzirea maximă a peretelui, față de mediul înconjurător [dacă răcirea se face pe ambii pereți (fig. 6.2, *b*) sau numai pe un singur perete (fig. 6.2, *a*)] este dată de relația

$$\Delta\vartheta_{max} = \frac{p_\vartheta\ a}{2\lambda} \quad [°C,\ W/m^3,\ m,\ W/m\ grd]. \tag{6.4}$$

Încălzirea maximă a peretelui cilindric la care sursa de căldură este distribuită uniform în întregul volum și care este răcit pe ambele suprafețe (fig. 6.2, *c*) este dată de relația

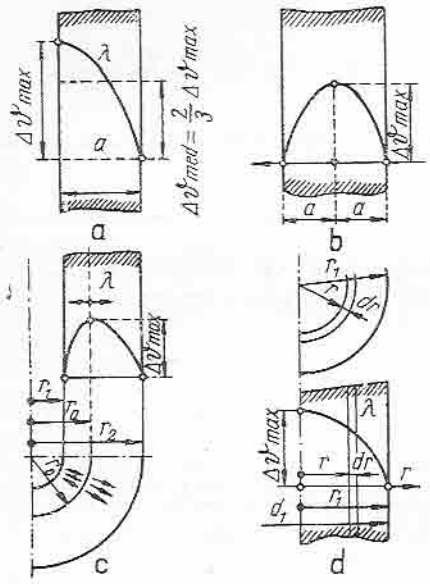


Fig. 6.2. Cîmpul termic:
a — într-un perete plan cînd răcirea are loc pe o singură suprafață a peretelui; *b* — într-un perete plan cînd răcirea se face pe ambele părți ale peretelui; *c* — pentru perete cilindric răcit pe ambele suprafețe; *d* — cîmpul termic într-un cilindru plin avînd sursă internă de căldură.

$$\Delta\vartheta_{max} = \frac{p_\vartheta}{4\lambda}(r_2^2 - r_0^2) + \frac{p_\vartheta\, r_0}{2\lambda} \cdot 2{,}303 \log \frac{r_0}{r_2} \quad [°C;\ W/m^3,\ W/m\ grd,\ m] \tag{6.5}$$

$$\text{și } r_0 = \sqrt{\frac{r_2^2 - r_1^2}{2 \cdot 2{,}303 \log (r_2/r_1)}}, \tag{6.6}$$

în timp ce pentru cilindrul plin avînd sursa internă de căldură uniform distribuită în volumul său (fig. 6.2, *d*), încălzirea este dată de relația

$$\Delta\vartheta_{max} = \frac{p_\vartheta\, d_1^2}{16\lambda} \quad [°C;\ W/m^3,\ m,\ W/m\ grd]. \tag{6.7}$$

Mărimea p_ϑ din ecuațiile (6.4) — (6.7) reprezintă pierderile în unitatea de volum, în W/m^3.

Valorile conductivității termice și ale căldurii specifice, pentru diferitele materiale folosite în construcția transformatoarelor de măsură, sînt date în tabelul 6.2.

6.3. Fenomene termice tranzitorii

Deși fenomenele termice tranzitorii au loc după formule exponențiale [6.5], pentru anumite condiții simplificatoare încălzirea se poate determina după ecuația

$$\vartheta = \vartheta_0 + (\vartheta_k - \vartheta_0)\ (1 - e^{-\frac{t}{\tau}});\ (\vartheta_0 > \vartheta_k)\ [°C;\ s] \tag{6.8}$$

și răcirea după ecuația

$$\vartheta = \vartheta_k + (\vartheta_0 - \vartheta_k)\ e^{-\frac{t}{\tau}};\ (\vartheta_0 > \vartheta_k)\ [°C;\ s], \tag{6.9}$$

unde ϑ_0 și ϑ_k sînt temperaturile la începutul și sfîrșitul fenomenului tranzitoriu. Pentru calculul încălzirii plecînd din stare rece în ecuația (6.8) se ia $\vartheta_0 = \vartheta_a$, iar

pentru calculul răcirii după scoaterea transformatorului din funcțiune în ecuația (6.9), se ia $\vartheta_k = \vartheta_a$ în care ϑ_a este temperatura mediului înconjurător. În cazul încălzirii, creșterea temperaturii peste cea a mediului înconjurător este dată de relația

$$\Delta\vartheta = \Delta\vartheta_\infty \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \quad [°C;\ s], \tag{6.10}$$

iar în cazul răcirii este dată de relația

$$\Delta\vartheta = \Delta\vartheta_0 \, e^{-\frac{t}{\tau}} \quad [°C;\ s], \tag{6.11}$$

în care $\Delta\vartheta_\infty$ și $\Delta\vartheta_0$ sînt încălzirile în regim stabilizat, determinate din ecuațiile § 6.1. Pentru fenomenele tranzitorii ce au loc la alte puteri ale transformatorului decît cea nominală sînt valabile ecuațiile (6.8) și (6.9), în care ϑ_0 este temperatura la începutul fenomenului tranzitoriu, iar ϑ_k este temperatura stabilizată, corespunzătoare sarcinii la care are loc fenomenul tranzitoriu [6.6].

Constanta de timp termică este în general

$$\tau = \frac{cm}{\alpha S} \quad [s;\ Ws/kg\ grd,\ kg,\ W/m^2\ grd,\ m^2], \tag{6.12}$$

unde c este căldura specifică (tabelul 6.2) și m este masa; mărimile α și S sînt aceleași ca în ecuația (6.1).

Constanta de timp termică a înfășurării este

$$\tau_c = \frac{C_c m_c}{\alpha S} \quad [s;\ Ws/kg\ grd,\ kg,\ W/m^2\ grd,\ m^2], \tag{6.13}$$

unde C_c este căldura ei specifică și m_c este masa ei. Constanta de timp a înfășurării bobinei se mai poate determina și direct din ecuația

$$\tau_c = C_\tau \frac{S_c}{0\eta_c} \quad [s;\ mm^2,\ mm], \tag{6.14}$$

unde $C_\tau = 50$ s/mm pentru înfășurarea de cupru și $C_\tau = 33{,}2$ s/mm pentru înfășurarea de aluminiu; S_c, 0 și η_c sînt aceiași ca în ecuația (6.17). Ecuațiile (6.13) și (6.14) neglijează capacitatea termică a izolației, dacă aceasta are valoare mare, cum este cazul la înfășurările primare izolate cu un strat gros de izolant rigid, ecuația (6.13) capătă forma

$$\tau_\tau = \frac{C_c m_c + C_i m_i}{\alpha S} \quad [s;\ Ws/kg\ grd,\ kg,\ W/m^2\ grd,\ m^2], \tag{6.13 a}$$

în care c_i și m_i sînt căldura specifică și masa izolantului.

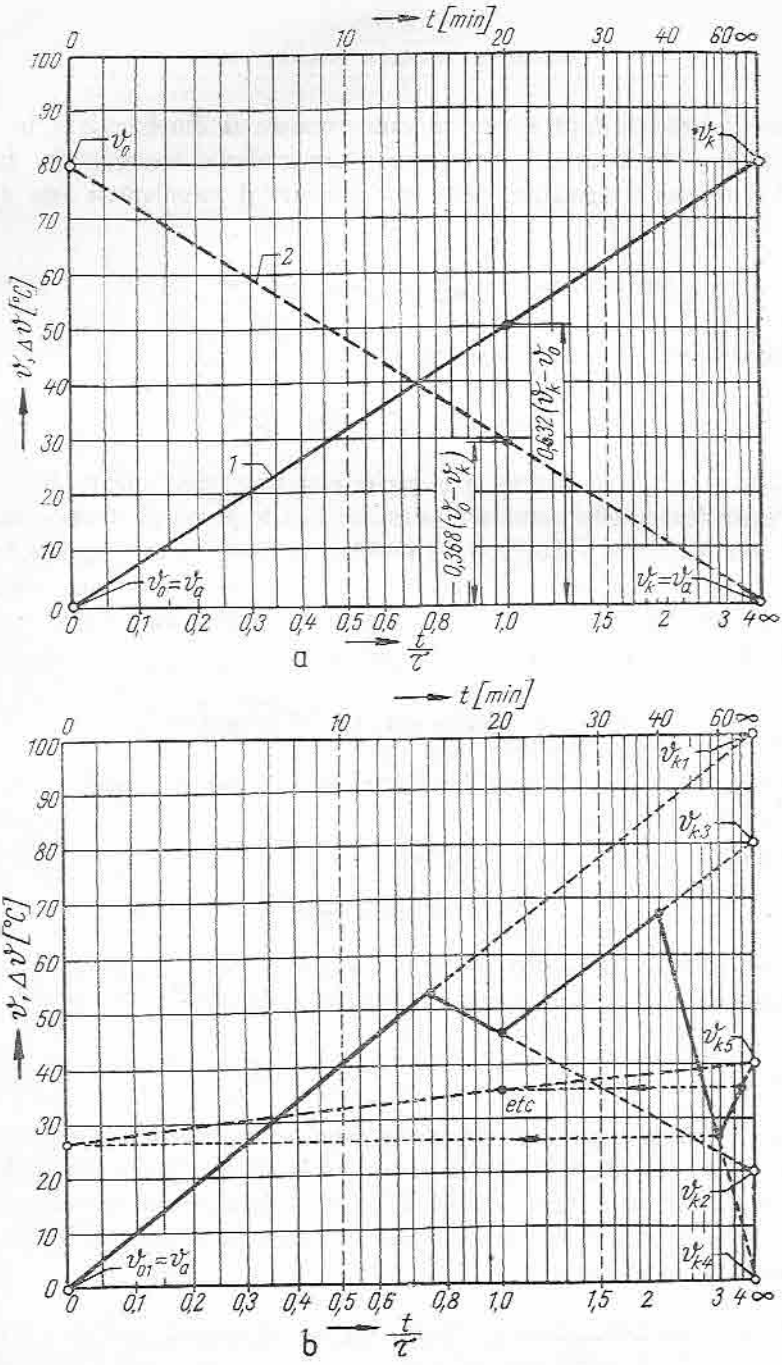


Fig. 6.3. Reprezentarea fenomenelor termice tranziorii pe hîrtie exponențială:
a — încălzirea: *1* — de la temperatura mediului înconjurător, pînă la starea stabilizată; *2* — răcirea de la starea stabilizată pînă la temperatura mediului înconjurător ($\tau = 20$ min.); *b* — determinarea încălzirii înfășurării transformatorului uscat în cazul unei sarcini variabile ($\tau = 20$ min).

Transformatoarele în ulei au două constante de timp, și anume: constanta de timp a înfășurării, dată de ecuațiile (6.13) sau (6.14) și constanta de timp a întregului transformator

$$\tau_t = \frac{\Sigma\,(cm)}{\alpha S} \quad [\text{s; Ws/kg grd, kg, W/m}^2\,\text{grd, m}^2], \tag{6.15}$$

unde $\Sigma\,(cm)$ reprezintă capacitatea termică a întregului transformator [6.6].

În realitate, factorii de transmitere a căldurii nu sînt constanți. Căldura specifică variază într-o oarecare măsură cu temperatura, iar constanta de timp nu este o valoare fixă, ci variază în funcție de variația temperaturii. Fenomenul tranzitoriu ia sfîrșit mai repede decît dacă ar fi avut loc după ecuații exponențiale simple. Diferența între timpul calculat și cel măsurat este de cîteva procente care pentru scopuri practice nu are importanță.

Fenomenele termice tranzitorii se reprezintă grafic în mod foarte simplu pe hîrtie exponențială, în care curba exponențială se trasează sub forma unei drepte (fig. 6.3) [6.7 și 6.8].

6.4. Încălzirea înfășurării

Pierderile în înfășurare sînt date de ecuația

$$\Delta P_c = \frac{\rho}{\gamma_c}\, m\, \delta^2\, k_s \cdot 10^6 = C_c\, m\, \delta^2 k_s$$

$$[\text{W; } \Omega\ \text{mm}^2/\text{m, kg/m}^3\text{, kg, A/mm}^2], \tag{6.16}$$

unde: $C_c = \rho \cdot 10^6/\gamma_c$ și are valoarea $C_c = 2{,}45\,\frac{\Omega\ \text{mm}^2/\text{m}}{\text{kg/m}^3}$ pentru înfășurarea de cupru și $C_c = 13{,}3\,\frac{\Omega\ \text{mm}^2/\text{m}}{\text{kg/m}^3}$ pentru cea de aluminiu; m este masa înfășurării; δ este densitatea de curent și k_s este factorul de pierderi suplimentare. Mărimea pierderilor suplimentare se determină fie prin apreciere, fie se calculează cu ajutorul ecuațiilor date, de exemplu, în [S2]. Pentru înfășurările realizate din conductoare profil $k_s = 1{,}05 \ldots 1{,}20$ (valorile mai mici sînt pentru profile mai subțiri, iar valorile mari pentru profile groase); pentru înfășurările din aluminiu pierderile suplimentare sînt cu circa 25% mai mici decît la înfășurarea de cupru realizată din același profil; pentru înfășurările din sîrmă subțire de secțiune rotundă ($d \leqq 2$ mm) $k_s = 1{,}00 \ldots 1{,}05$. Pentru calculul încălzirii, ecuația (6.16) se introduce în relațiile redate în subcap. 6.2.

Încălzirea în regim stabilizat a bobinei se poate determina și direct din ecuația

$$\Delta\vartheta_c = \frac{\rho\delta^2\, S_c\, k_s \cdot 10^3}{\alpha_0 \eta_c} = C_\vartheta\, \frac{\delta^2\, S_c\, k_s}{\alpha_0 \eta_c} \quad [\text{°C; } \Omega\ \text{mm}^2/\text{m,}$$

$$\text{A/mm}^2\text{, mm}^2\text{, W/m}^2\text{grd, mm}], \tag{6.17}$$

unde: $C_\vartheta = \rho \cdot 10^3$; pentru înfășurarea de cupru $C_\vartheta = 22{,}3\ \Omega\ mm^2/m$ și pentru cea de aluminiu $C_\vartheta = 36{,}8\ \Omega\ mm^2/m$. S_c este secțiunea activă a părții de înfășurare considerată (a bobinei, a stratului etc.), 0 este lungimea circuitului ei de răcire, η_c este coeficientul de acoperire (raportul dintre suprafața reală, liberă, de răcire și suprafața întreagă; pentru înfășurările obișnuite $\eta_c = 0{,}8$. Ca suprafețe de răcire se consideră suprafețele verticale integral și jumătate din suma suprafețelor orizontale. Pentru coeficientul de transmitere a căldurii sînt valabile valorile date pentru ecuația (6.1).

Amănunte privitoare la metoda de calcul sînt date în [6.2, 6.3 și 6.9]. Încălzirea înfășurării trebuie verificată prin calcul pentru condițiile de exploatare date în tabelul 11.2.

Pentru calculul încălzirii înfășurării transformatoarelor de curent, în cazul supracurenților de scurtă durată (scurtcircuite în rețea), se admite că întreaga cantitate de căldură dezvoltată în conductoare folosește la încălzirea lor adiabatică. Normele în vigoare (de exemplu [N 1] și recomandarea internațională CEI [3.8] consideră că, în condițiile date, înfășurarea suportă o încălzire la curentul limită termic, fără ca izolația ei să fie deteriorată de căldura dezvoltată. Temperaturile maxime admisibile pentru încălzirile de scurtă durată sînt date în tabelul 6.3 [S8].

Tabelul 6.3

Temperaturile maxime admisibile pentru încălzirile de scurtă durată [S8]

Părțile conductoare ale transformatorului cu diverse izolații	Clasa de izolație	Temperatura inițială °C	Temperatura maximă admisibilă			
			Cupru °C	Alamă Bronz °C	Aluminiu °C	Oțel °C
Partea conducătoare neizolată și fără contact cu izolația	—	100	300	300	200	400
Partea conductoare izolată și parțial în contact cu izolația	Y	90	200	200	200	200
	A	105	250	250	200	250
	B, E	110	300	300	200	400
	C	110	300	300	200	400
Partea conductoare neizolată în ulei	—	90	250	250	200	250
Partea conductoare înglobată în masă turnată	—	90	250	200	200	200

O metodă mai precisă de calcul a încălzirii înfășurării la supracurent de scurtă durată, care ia în considerație și pierderile suplimentare în înfășurare, a fost dedusă de Fischer — Fischer [6.10]. Deoarece căldura specifică a cuprului nu variază prea mult, pînă la aproximativ 300°C, se poate utiliza ecuația următoare (care reprezintă temperatura înfășurării funcție de timp)

$$\vartheta = (235 + \vartheta_1)\left\{\left[\left(\frac{235 + \vartheta_0}{235 + 20}\right)^2 + \Delta P_{s1}\right] \cdot e^{3{,}646\, \delta_\vartheta^2 t \cdot 10^{-6}} - \Delta P_{s1}\right\}^{1/2} - 235;$$

$$[°C;\ A/mm^2,\ s], \qquad (6.18)$$

unde: ϑ_0 este temperatura conductorului la începutul acțiunii supracurentului, ϑ_1 este temperatura conductorului la care sînt raportate pierderile ohmice și suplimentare în cazul funcționării normale (în zona de lucru), ϑ este temperatura conductorului în timpul t și ΔP_{s1} reprezintă pierderile suplimentare relative în înfășurare, la temperatura ϑ_1. Densitatea de curent δ_ϑ se determină din secțiunea con-

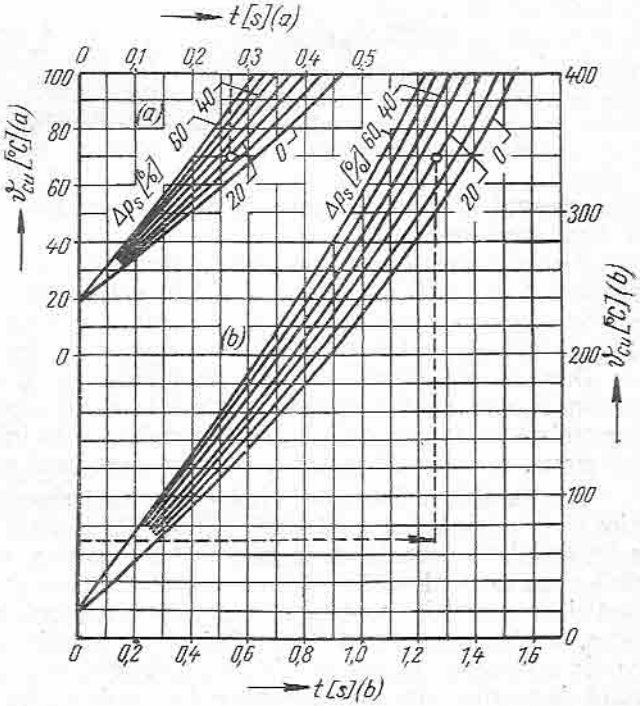


Fig. 6.4. Temperatura înfășurării de cupru al cărui $\delta_\vartheta = 180 A/mm^2$, în funcție de timp conform [6.10].

ductorului și supracurentul considerat, care pentru înfășurarea primară este dat de puterea de scurtcircuit a rețelei (tabelul 5.1), iar pentru înfășurarea secundară mai este determinat și de eroarea de curent din zona de supracurent (v. subcap. 5.1). Ecuația (6.18) este redată grafic, pentru $\delta_\vartheta = 180\ A/mm^2$ și $\vartheta_1 = 20°C$, în fig. 6.4,

care este valabilă dacă se consideră capacitatea termică a izolației egală cu 5% din capacitatea termică a cuprului.

Pentru a determina temperatura reală a înfășurării, pierderile suplimentare se recalculează cu ajutorul relației

$$\Delta P_s\ (\vartheta)\left(\frac{235+\vartheta}{235+20}\right)^2 = \Delta P_s\ (20°C), \tag{6.19}$$

în care: ΔP_s (ϑ) reprezintă raportul dintre pierderile suplimentare la temperatura ϑ și pierderile ohmice la aceeași temperatură; iar ΔP_s (20°C) reprezintă raportul aceleași mărimi la temperatura de 20°C. Această relație este redată grafic în fig. 6.5.

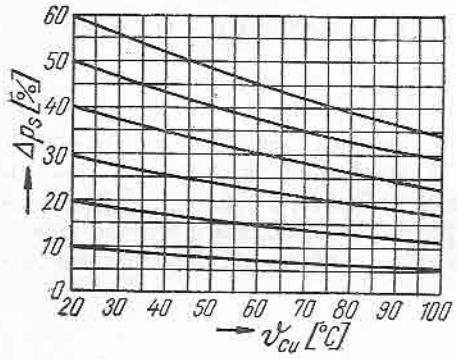


Fig. 6.5. Recalcularea pierderilor suplimentare ce au loc la temperatura ϑ pentru valorile corespunzătoare temperaturii ϑ_1 = = 20°C, conform [6.10].

În fig. 6.4 pe curba indicată de coeficientul de pierderi suplimentare pentru temperatura de 20°C luat drept parametru, se caută punctul corespunzător temperaturii inițiale și de la el se consideră timpul cît durează supracurentul (adică la segmentul t_1 al acestui punct se adaugă segmentul care reprezintă timpul t, cît a durat supracurentul).

Pentru timpul $t_2 = t_1 + t$ astfel determinat se citește pe aceeași curbă temperatura ϑ atinsă la sfîrșitul duratei supracurentului. În fig. 6.4 este indicat un exemplu în care pentru $\vartheta_0 = 70°C$ pierderile suplimentare sînt 14% la 70°C, adică 20% la 20°C ($t_1 = 0{,}26$ s), iar durata supracurentului $t = 1$ s ($t_2 = 1{,}26$ s).

După trecerea supracurentului, înfășurarea se răcește conform ecuației (6.9), în care ϑ_0 reprezintă temperatura atinsă la sfîrșitul perioadei de trecere a supracurentului, iar temperatura ϑ_k de la terminarea răcirii este dată de curentul din înfășurare, care circulă în perioada ce urmează după ce a avut loc supracurentul.

Prin încălzirea înfășurării, izolația ei îmbătrînește, adică proprietățile mecanice și în măsură mai mică cele electrice ale izolației se înrăutățesc; ca dovadă a îmbătrînirii se consideră, în majoritatea cazurilor, scăderea valorilor caracteristicilor mecanice, deoarece este mai expresivă. În cazul transformatoarelor de curent, încălzirile anormale, produse de fenomene tranzitorii, cum ar fi scurtcircuitele în rețea, accelerează procesul de îmbătrînire al izolației și aceasta cu atît mai mult cu cît scurtcircuitele sînt mai frecvente. Exprimarea cantitativă a influenței numărului de scurtcircuite asupra scurtării duratei de viață a transformatorului de curent este destul de grea și mai ales neprecisă; o analiză mai amănunțită arată că o încălzire determinată de un scurtcircuit provoacă scurtarea duratei de viață a transformatorului cu circa o sutime de procent [6.3]. În rețelele unde scurtcircuitele sînt frecvente (de exemplu, în minele cu exploatare la zi, tracțiune monofazată etc.) nu trebuie subapreciată această realitate.

6.5. Încălzirea circuitului magnetic

Pentru calculul încălzirii în centrul 0 al pachetului de tole de secțiune dreptunghiulară (fig. 6.6) se poate utiliza, conform [S2, 6.2, 6.3 și 6.4], ecuația

$$\Delta\vartheta = 1{,}1\,\frac{\Delta\vartheta_d\,\Delta\vartheta_q}{\Delta\vartheta_d + \Delta\vartheta_q}\ [°C], \qquad (6.20)$$

unde $$\Delta\vartheta_d = \frac{p_\vartheta}{\eta_d}\left[\frac{a}{2\alpha} + \frac{a^2}{8\lambda_d}\right];$$

$$\Delta\vartheta_q = \frac{p_\vartheta}{\eta_q}\left[\frac{b}{2\alpha} + \frac{b^2}{8\lambda_q}\right]$$

[°C; W/m², m, W/m²grd, W/m grd]. (6.21)

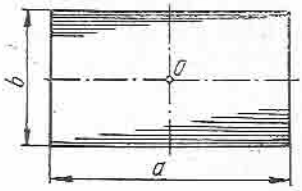


Fig. 6.6. Secțiune dreptunghiulară prin pachetul de tole.

Valoarea 1,1 din ecuația (6.20) este un factor empiric de corecție [6.2]. $\Delta\vartheta_d$ est încălzirea în punctul 0 față de mediul de răcire, evacuarea căldurii făcîndu-se numai în direcția tolei din pachet, $\Delta\vartheta_q$ este încălzirea în punctul 0 față de mediul de răcire, evacuarea căldurii făcîndu-se numai transversal pe direcția tolelor, η_d și η_q sînt coeficienți de acoperire (raportul dintre suprafața liberă, ce vine în contact cu mediul de răcire, și suprafața totală) pe latura b și a a pachetului. Valorile coeficientului de transmitere a căldurii α sînt redate în subcap. 6.2, ca și valorile conductivității termice longitudinale λ_d. Valorile conductivității termice transversale λ_q sînt date în tabelul 6.4. Pierderile în unitatea de volum a circuitului magnetic sînt

$$p_\vartheta = \varkappa_{Fe}\cdot\gamma_{Fe}\ k_s\ p_w\ (B)\ \ [W/m^3;\ kg/m^3,\ W/kg], \qquad (6.22)$$

Tabelul 6.4

Conductivitatea termică a pachetului de tole de transformator, perpendicular pe direcția tolelor. Grosimea lor este de 0,35 mm și conținutul de Si 3—4%

Tipul de izolație al tolelor	λ_q, W/m² grd
Hîrtie de grosimea 0,03 mm, în aer	1,0
în ulei	1,5
Lac sau (wasserglass) sticlă de apă, în aer	2,3
în ulei	2,8

unde: γ_{Fe} este masa specifică a materialului circuitului magnetic, k_s este factorul de pierderi suplimentare, iar p_w (B) reprezintă pierderile specifice în circuitul magnetic la o inducție B_{max} dată. Factorul de umplere $\varkappa_{Fe}$ este dat în tabelul 10.1. Dacă secțiunea circuitului magnetic este în trepte, se consideră dreptunghiuri echivalente de aceeași lățime b ca la secțiunea inițială.

6.6. Incălzirea părților constructive

La transformatoarele de curent care au curenți primari destul de mari, în părțile conductoare apropiate se pot induce curenți turbionari, care determină încălzirea lor. Cauza inducerii acestor curenți turbionari este cîmpul magnetic al înfășurării primare, al conductoarelor și bornelor. Mărimea acestor curenți și distribuția spațială a cîmpului termic depinde de mulți factori, cum ar fi, de exemplu, intensitatea și direcția cîmpului magnetic, conductibilitatea electrică a părții afectate de cîmpul magnetic, dimensiunile și orientarea lor în cîmpul magnetic etc. Pentru calculul acestor încălziri este practic imposibil să se deducă vreo ecuație; de aceea, problema trebuie cercetată pe un model potrivit sau pe prototip. Pentru trecerea conductoarelor printr-un perete din material magnetic, la frecvența de 50 Hz (de exemplu, izolatorul de trecere prin peretele capacului de borne) se poate utiliza, conform [6.12], ecuația empirică

$$\Delta \vartheta = 30\, I^{1,85} \quad [°C;\ kA], \tag{6.23}$$

care indică încălzirea peretelui, răcit în mod natural de aer, la o distanță de circa 80 mm de conductor. Concluziile practice trase în [6.12] arată că pentru curenții pînă la 1000 A nu este necesară luarea de măsuri speciale, pentru curenți pînă la 1500 A este suficientă întreruperea peretelui magnetic în două locuri, cu ajutorul unor intervale realizate cu materiale nemagnetice, iar pentru curenți peste 1500 A se recomandă folosirea materialelor nemagnetice pentru tot peretele.

6.7. Incălzirea materialului dielectric

Pierderile în materialul dielectric se calculează după ecuațiile (4.23)—(4.26), iar încălzirea lui, datorită pierderilor, se stabilește din ecuațiile (6.4) — (6.7) după forma și dispunerea spațială a materialului dielectric. Dacă materialul dielectric cercetat se învecinează cu alte surse de căldură (de exemplu, izolația principală cu înfășurarea primară) se suprapun (liniar într-o primă aproximare) cîmpul termic datorat pierderilor propriu-zise cu cîmpul termic produs de sursa vecină de căldură și de aici se determină încălzirea rezultantă.

În cazul utilizării unor materiale dielectrice rigide, de exemplu, rășina epoxidică, la variații de temperatură interioare sau exterioare apar solicitări mecanice însemnate (tensiuni), datorate dilatărilor termice diferite ale materialului dielectric și ale materialelor active înglobate, dilatări care pot conduce la deteriorări mecanice (fisurări) ale corpului izolant. În special la transformatoarele de tip exterior, unde temperatura mediului înconjurător poate scădea conform STAS 4324-62 pînă la —30°C, trebuie să se țină seamă de acest pericol și să se realizeze un transformator de o construcție corespunzătoare. La transformatoarele de tensiune se elasticizează în principiu circuitul magnetic, iar la transformatoarele de curent — înfășurarea primară (aceasta este cu atît mai important cu cît coeficientul termic este mai mare) (subcap. 7.6, 7.3 și 9.4).

7 Realizarea transformatoarelor de măsură

Transformatoarele de măsură se realizează în mod variat atît ca valori nominale, cît și ca soluții constructive ale părților funcționale, ca folosire rațională a materialelor de construcție și de izolație și în final, ca tehnologie de lucru.

7.1. Valori nominale

Transformatoarele de curent. Conform STAS 4324-62 [N 1], seria de curenți primari nominali este standardizată pentru transformatoarele necomutabile 5 A, iar pentru cele comutabile în raportul 1: 2 de la 10 la 20 000 A. În unele norme internaționale [7.1] sînt stabilite valorile curenților primari nominali pînă la 80 000 A. Pentru transformatoarele de curent de foarte înaltă tensiune, comutabile în raportul 1: 2: 4, este stabilită seria curenților primari de la 100 (50 A [7.1]) la 1200 A, ([N1 și N4]).

Valoarea nominală a curentului secundar este 5 A, eventual 1 A. Curentul secundar de 1 A se folosește la transformatoarele de putere mică, adică la tensiune magnetomotoare de circa 200 A și în cazul conductoarelor lungi de alimentare de la transformator la aparatele de măsurat și de protecție, unde puterea suplimentară introdusă de conductoarele de legătură la curentul de 5 A ar înrăutăți mult precizia.

Pentru transformatoarele cu puteri mari, adică la tensiuni magnetomotoare mari, trebuie acordată atenție specială izolației înfășurării secundare dacă este realizată pentru 1 A. Din acest motiv nu se recomandă curentul de 1 A pentru tensiuni magnetomotoare mai mari ca 1500 A. La transformatoarele cu tensiuni magnetomotoare primare mai mari ca 4000 A se folosește curentul secundar de 10 A [7.1] căruia trebuie să-i fie adaptate aparatele de măsurat și de protecție

racordate. O soluție este introducerea unui transformator auxiliar care să dea în secundar un curent de 5 A sau 1 A.

Pentru alimentarea aparatelor de protecție este uneori mai avantajoasă realizarea unor înfășurări de 2×1 A sau 2×5 A. Transformatorul are înfășurarea secundară formată din două ramuri dispuse pe un singur miez. Ramurile se conectează fie în paralel, fie în serie, ceea ce îmbunătățește adaptarea curentului secundar la domeniul (marja) de reglare a aparatelor de protecție.

Un caz special sînt transformatoarele de protecție pentru protecția de punere la pămînt (conectate după Holmgreen), unde curentul secundar este 1/100 din curentul primar.

Transformatoarele de tensiune. Seria tensiunilor primare nominale la transformatoarele de tensiune coincide cu seria nivelelor de izolație date în tabelul 11.3. Pentru cazuri speciale (v. cap. 12) se alege, uneori, nivelul de izolație cu o treaptă mai mare ca tensiunea nominală. Tensiunile pe fază se obțin împărțind cu $\sqrt{3}$ valorile tensiunilor indicate în tabelul 11.3.

Tensiunea secundară nominală este 100 V, iar în cazul măsurării tensiunilor de fază în sistemul trifazat este $100/\sqrt{3}$ V. Tensiunea nominală la înfășurarea auxiliară a transformatoarelor monofazate, este 100 V.

În străinătate este standardizată uneori tensiunea secundară nominală la 110 V, eventual $110/\sqrt{3}$ V, iar la înfășurarea auxiliară este 110/3 V și 110 V. Pentru tensiunile primare de 400 kV și mai mari se folosesc tensiunile secundare $200/\sqrt{3}$ V. Transformatoarele de foarte înaltă tensiune cu circuite separate pentru măsură și pentru protecție au tensiunea secundară $2\times100/\sqrt{3}$ V, eventual $2 \times 200/\sqrt{3}$ V [7.1].

7.2. Notarea bornelor

Bornele primare și secundare ale transformatoarelor de măsură sînt notate în așa fel ca curentul în circuitul secundar exterior să treacă în același sens ca și cum circuitul ar fi fost conectat la bornele primare de același nume (fig. 7.1).

Bornele primare se notează cu litere mari, cele secundare cu litere mici. Pentru transformatoarele de curent se folosesc literele K, L și k, l. Transformatoarele de tensiune monofazate cu izolație plină au bornele notate cu A, X și a, x; cele izolate monopolar cu A, O și a, o. Transformatoarele de tensiune trifazate au bornele fazelor individuale notate cu A, B, C și a, b, c. Înfășurarea auxiliară este notată cu literele a_1, x_1. Notarea bornelor la transformatoarele comutabile, cu ramificații și cîteva borne de ieșire, este dată în subcap. 7.4 și 7.5.

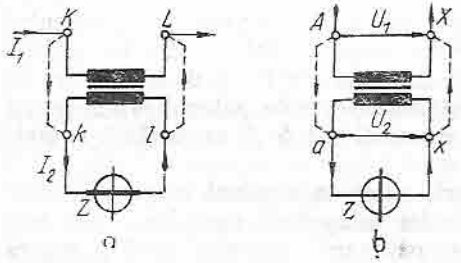


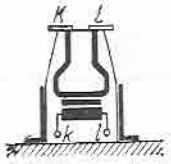
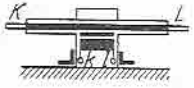
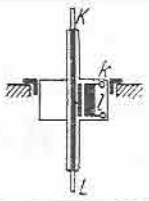
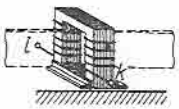
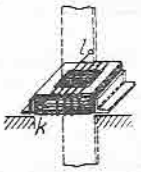
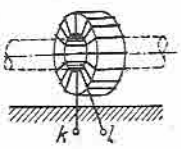
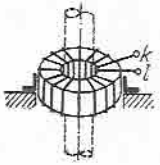
Fig. 7.1. Notarea bornelor la transformatoarele de măsură:
a — transformatorul de curent; *b* — transformatorul de tensiune.

7 .3. Tipurile de bază

Transformatoarele de curent pot fi împărțite, după felul înfășurărilor primare, în transformatoare cu multe spire și monospirale. Conductorul înfășurării primare la transformatoarele monospirale trece o singură dată prin circuitul magnetic. Tipurile de bază ale acestor transformatoare, determinate de soluțiile constructive alese pentru părțile funcționale, sînt redate în tabelul 7.1.

Tabelul 7.1

Tipurile de transformatoare de curent pentru aparate de măsurat (monospirale)

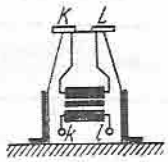
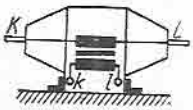
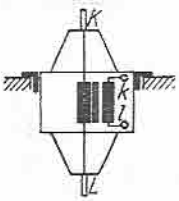
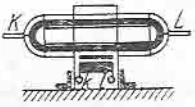
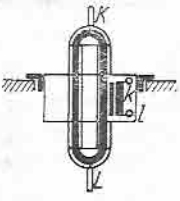
Denumirea	Simbolul	Descrierea	Tipul	
Tip suport	P	Transformatoare de curent cu bornele primare scoase la partea de sus a corpului izolant; partea de jos a corpului izolant este introdusă în scheletul de legare la pămînt sau în cuvă. Transformatorul poate fi folosit funcțional ca izolator suport		
			De trecere orizontal	De trecere vertical
Tip bară	T	Transformator de curent cu conductorul înfășurării primare în formă de bară încastrată sau de bandă. Pentru tensiuni înalte, conductorul primar este trecut printr-un izolator de trecere.		
Tip de trecere	I	Transformator de curent fără conductor primar. Transformatorul este dotat numai cu circuit magnetic și cu înfășurarea secundară bobinată; se montează pe dispozitivul de fixare sau pe izolatorul de trecere		
Tip toroidal	I	Transformator de curent cu circuit magnetic în formă toroidală pe care este dispusă uniform repartizată înfășurarea secundară. Transformatorul nu are înfășurare primară; se utilizează ca transformator de trecere		

În tabelul 7.2 sînt date tipurile transformatoarelor bobinate, a căror înfășurare primară este realizată din cîteva spire care trec prin circuitul magnetic.

Diferența între transformatorul de trecere orizontal și cel vertical este foarte mică și alegerea lor este dictată de posibilitățile de montare.

Tabelul 7.2

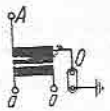
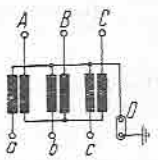
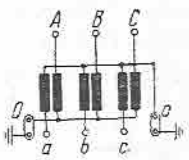
Tipurile de transformatoare de curent bobinate pentru aparate de măsurat

Denumirea	Simbolul	Descrierea	Tipul
Tip suport	P	Transformator de curent cu bornele primare scoase la partea de sus a corpului izolant; partea de jos a corpului izolant este introdusă în scheletul de legare la pămînt sau în cuvă. Transformatorul astfel realizat poate îndeplini rolul de izolator suport	
De trecere orizontal	S	Transformator de curent cu bornele primare scoase în părțile opuse ale corpului izolant	
De trecere vertical	S	Transformatorul de trecere este folosit în același timp și ca izolator de trecere	
Tip buclă orizontală	S	Transformator de trecere vertical sau orizontal la care trecerea înfășurării primare prin rama de legare la pămînt și prin circuitul magnetic este izolată cu două izolatoare de trecere	
Tip buclă verticală	S		

Transformatoarele de tensiune sînt clasificate după tipul înfăşurării (tabelul 7.3). Fiecare transformator este simbolizat printr-o grupă de litere, cu indicator pentru poziţia lui de montaj (tabelul 7.4). Prima literă indică forma transformato-

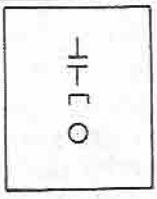
Tabelul 7.3

Clasificarea transformatoarelor de tensiune după tipul înfăşurării

Denumirea	Simbolul	Descrierea	Schema de legături
Transformator de tensiune monofazat	J	Transformator de tensiune monofazat cu un pol al înfăşurării primare izolat, la nivelul nominal de izolaţie, faţă de partea legată la pămînt, în timpul funcţionării al doilea pol este legat la pămînt	
Transformator de tensiune cu izolaţie plină	D	Transformator de tensiune monofazat cu circuitul primar cu izolaţie plină	
Transformator de tensiune trifazat cu izolaţie plină	T	Transformator de tensiune trifazat avînd nulul înfăşurării primare cu izolaţie plină; punctul de nul este scos la bornă specială	
Transformator trifazat legat la pămînt	P	Transformator trifazat avînd primarul legat în stea cu nulul scos	

Tabelul 7.4

Clasificarea transformatoarelor de măsură după izolaţia şi montajul lor

Tipul izolaţiei	Simbolul	Modul de montare	Simbolul	
			pe etichetă	în corespondenţă
Aer Ulei Turnat Porţelan Altă izolaţie	V O Z P U	Vertical Suspendat Orizontal Poziţie oarecare		L T H O

rului de curent, (tabelele 7.1 și 7.2) sau modul de scoatere a bornelor transformatoarelor de tensiune (tabelul 7.3). A doua literă indică tipul transformatorului după izolația folosită (tabelul 7.4). A treia literă indică mediul de lucru în care transformatorul poate fi montat. După simbolizarea cehoslovacă, aparatele pentru montare în exterior sînt indicate cu litera V, cele destinate montării în interior cu litera B. După simbolul de trei litere urmează simbolul grafic, care indică modul de montaj. Pentru scrierea la mașină a corespondenței, simbolul grafic al modului de montaj poate fi înlocuit cu majuscule de tipar, asemănătoare fiecărui simbol în parte (tabelul 7.4).

Exemplu: transformatorul de tensiune monofazat cu izolație degresivă în ulei, pentru montaj exterior, este indicat cu simbolul JOV⊥. Transformatorul de curent tip suport, de interior cu izolație din porțelan, se notează cu simbolul PPB ○.

Fiecare transformator de măsură trebuie să fie prevăzut cu bornă de legare la pămînt la care se leagă toate părțile conductoare (cu excepția înfășurării) care în timpul exploatării are potențialul pămîntului. Transformatoarele de măsură trebuie să fie prevăzutăe cu posibilități de sigilare astfel dispuse încît transformatorul să nu poată fi demontat fără ca acest lucru să fie observat.

7.4. Transformatoare cu mai multe înfășurări secundare

Condițiile tehnice ce se impun proprietăților funcționale ale transformatoarelor de măsură, care servesc pentru alimentarea aparatelor de măsurat, sînt, de obicei, diferite de cele destinate pentru aparatele de protecție. Din aceste motive, aparatele se conectează pe două sau chiar pe mai multe circuite, alimentate de la diferite înfășurări secundare.

Transformatoarele de măsură pentru joasă tensiune sînt realizate, de obicei, cu o singură înfășurare secundară. În cazul că e necesar ca două sau mai multe cir-

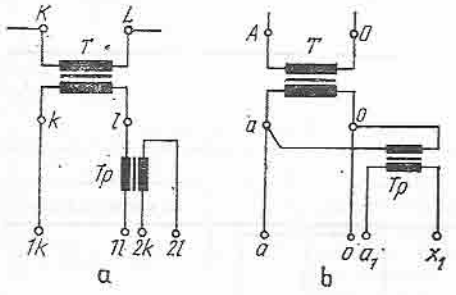


Fig. 7.2. Schema transformatorului de măsură cu o singură înfășurare secundară modificată de transformatorul auxiliar în două circuite separate:

a — transformatorul de curent; *b* — transformatorul de tensiune; *T* — transformatorul principal; T_p — transformatorul auxiliar.

cuite secundare să fie alimentate independent, se racordează la numărul necesar de transformatoare. O altă metodă de alimentare a circuitelor independente este folosirea transformatorului auxiliar, racordat în circuitul secundar al unui transformator principal (fig. 7.2). Avînd în vedere dimensiunile mici, prețul scăzut al

acestor aparate şi numărul relativ scăzut al acestor cazuri, această soluţie este mai avantajoasă decît realizarea specială a transformatoarelor de joasă tensiune cu mai multe înfăşurări.

Folosirea a două sau mai multe transformatoare independente, cu o singură înfăşurare secundară pentru alimentarea cîtorva circuite secundare separate, este neeconomică la tensiunile înalte şi, în special, la tensiunile foarte înalte. În acest caz, transformatoarele de curent cu mai multe înfăşurări sînt realizate fie cu mai multe miezuri (v. subcap. 3.7 şi fig. 3.53), fie ca o cascadă electromagnetică, unde elementele cascadei de la primul pînă la penultimul sînt transformatoare cu cîte un singur miez, iar ultimul element este fie un transformator auxiliar cu mai multe miezuri, fie un complet de plecări (v. subcap. 3.8 şi fig. 3.54). Transformatorul de curent cu mai multe miezuri are cîteva circuite magnetice independente pe care se află înfăşurările secundare, înfăşurarea primară fiind comună. Transformatoarele de curent de joasă tensiune sînt realizate de cele mai multe ori cu două miezuri (uneori cu trei miezuri — la transformatoarele cu o singură spiră, tip bară). Pentru tensiuni foarte înalte se realizează transformatoare de curent cu două pînă la cinci miezuri (respectiv înfăşurări secundare) din care unul este destinat alimentării circuitelor de protecţie. Un exemplu de transformatoare de curent cu trei miezuri la 220 kV, cu izolaţie într-o singură treaptă, este dat în figura 7.3 [S6].

La transformatoarele cu mai multe miezuri şi cu izolaţie într-o singură treaptă, înfăşurările secundare nu se influenţează reciproc, în timp ce la cascadă (v. fig. 3.54) variaţia puterii pe una dintre înfăşurări influenţează mărimea erorilor pe celelalte înfăşurări. Acest neajuns poate fi înlăturat, în cazul a două înfăşurări, prin reali-

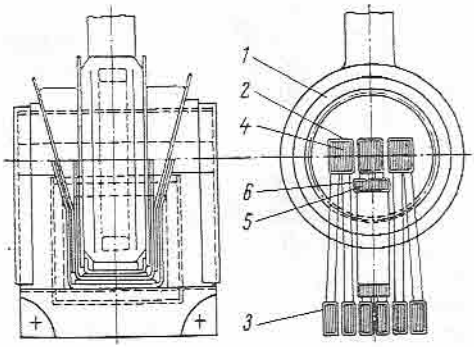


Fig. 7.3. Dispunerea înfăşurărilor şi a miezurilor la transformatorul de curent tip suport, pentru 220 kV, cu izolaţia într-o singură treaptă:

1 — înfăşurarea primară; *2* — înfăşurarea secundară; *3* — înfăşurarea de premagnetizare; *4* — miezul prin; cipal I, II, III; *5* — miezul auxiliar; *6* — înfăşurarea miezului auxiliar.

zarea transformatorului în cascadă, conform fig. 7.4 [7.2]. În fig. 7.4, *a* se prezintă soluţia de izolaţie în cascadă a transformatorului de curent de 110 kV. Bobinele înfăşurărilor primare şi secundare, izolate pentru 60 kV cu răşină epoxidică turnată, sînt cuplate împreună cu circuitele magnetice separate. Un alt procedeu este dat în fig. 7.4, *b*, unde primul element al cascadei electromagnetice este realizat din două miezuri care alimentează cele două înfăşurări separate ale celei de-a doua trepte.

Transformatoarele cu un singur miez pot fi modificate cu ajutorul transformatorului auxiliar în transformatoare cu plecări separate (v. fig. 7.2, *a*).

Transformatoarele de tensiune cu mai multe înfășurări secundare, de obicei, cu două înfășurări, se folosesc pentru obținerea tensiunilor secundare separate nece-

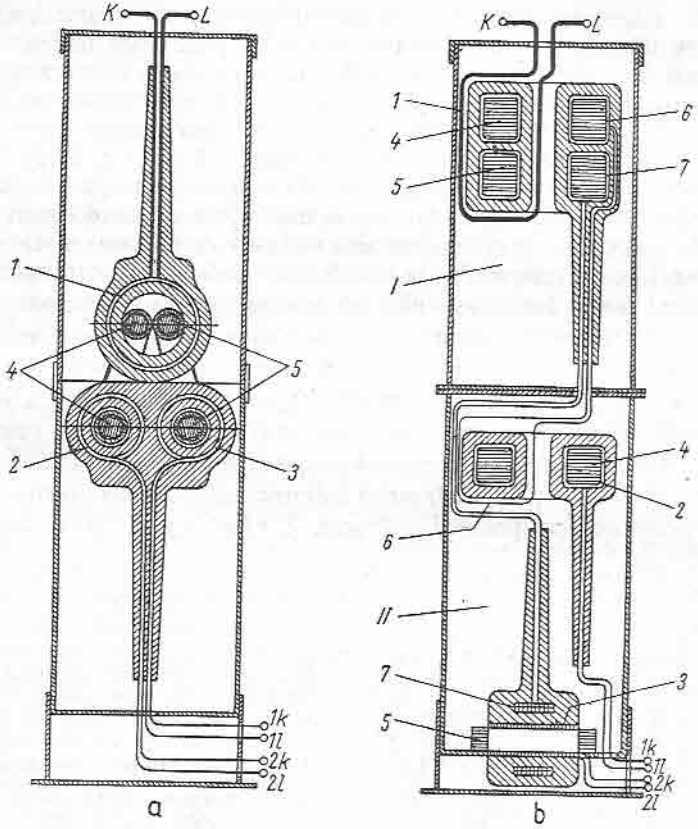


Fig. 7.4. Transformator de curent în cascadă cu două înfășurări secundare:

a — izolația în cascadă; *b* — cascada electromagnetică; *I* — prima treaptă; *II* — treapta a doua; *1* — înfășurarea primară; *2*, *3* — înfășurări secundare; *4*, *5* — circuite magnetice; *6*, *7* — înfășurări de cuplaj.

sare diferitelor circuite, sau la transformatoarele de foarte înaltă tensiune, pentru separarea circuitelor de măsură și de protecție. Transformatorul are cîteva înfășurări secundare izolate reciproc. În fig. 7.5, *a* este dată schema transformatorului de tensiune monofazat cu izolație degresivă, care, pe lîngă înfășurarea secundară principală $a - 0$ de tensiunea $100/\sqrt{3}$ V sau $110/\sqrt{3}$ V, are și înfășurarea $a_1 - x_1$ cu tensiunea $100/\sqrt{3}$ V sau $110/\sqrt{3}$ V avînd precizia $\pm 5\%$. Înfășurările auxiliare

ale celor trei transformatoare din sistemul trifazat se conectează în triunghi deschis (cap. 12) și alimentează releele de punere la pământ (care semnalizează punerea la pământ). Pentru același scop servesc înfășurările auxiliare ale transformatoarelor trifazate cu punct neutru izolat. Înfășurarea auxiliară poate fi dispusă la fel ca la transformatoarele monofazate, adică pe fiecare coloană normal bobinată (fig. 7.5, *c* și 7.34) sau pe una (fig. 7.5, *b*) sau două coloane auxiliare. În cazul

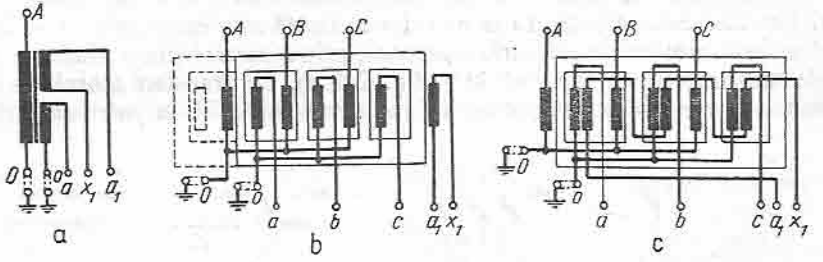


Fig. 7.5. Transformatoare de tensiune cu două înfășurări secundare:
a — transformator de tensiune monofazat cu izolație degresivă; *b* — transformator trifazat cu punctul neutru legat la pământ — înfășurarea auxiliară se află pe coloana auxiliară; *c* — transformator trifazat de tensiune cu punctul neutru legat la pământ — înfășurările auxiliare sînt dispuse pe coloanele principale.

în care tensiunea primară este trifazată și simetrică, tensiunea rezultată pe înfășurarea auxiliară este practic nulă. În cazul punerii unei faze la pământ, tensiunea pe înfășurarea auxiliară trebuie să fie 95—105 V.

Transformatorul trifazat fără înfășurare auxiliară poate fi adaptat pentru protecția de punere la pământ cu ajutorul a trei transformatoare auxiliare monofazate sau cu unul trifazat, ale cărui înfășurări primare sînt conectate în stea, nulul este legat la pământ, iar înfășurarea secundară este conectată în triunghi deschis.

7.5. Transformatoare comutabile

Transformatoarele de măsură comutabile se folosesc pentru obținerea mai multor raporturi de transformare. Avantajul acestei soluții constă în reducerea numărului de produse depozitate la furnizor care să poată fi livrate în cazul unor solicitări neașteptate, iar la beneficiar pentru posibilități sporite de înlocuire în caz de avarie. La instalațiile electrice, unde de la început trebuie avută în vedere creșterea rapidă a consumului de energie electrică, se poate realiza trecerea de la curenți mici la curenți mai mari fără alte cheltuieli de înlocuire a aparatajului de măsurat. Transformatoarele comutabile au o utilizare multilaterală, dar fabricarea lor este relativ mai complicată, mai scumpă; la aceleași caracteristici, ele sînt mai mari și mai grele. În cîteva cazuri de schimbare a raportului de transformare se obține reducerea puterii standard a transformatorului. Transformatoarele de curent utilizate în sistemele energetice sînt comutabile pentru doi curenți, iar cele de foarte înaltă tensiune pentru trei curenți nominali. În laborator se utilizează transfor-

matoare de măsură comutabile cu mai multe rapoarte (v. subcap. 8.6) de transformare.

Raportul de transformare se poate modifica:

a) prin legea diverselor ramuri ale înfășurării primare sau ale înfășurării secundare în serie, în serie-paralel și în paralel;

b) prin prevederea unor derivații la înfășurarea primară sau secundară.

Posibilitatea de comutare este cel mai frecvent cerută la transformatoarele de curent. Cea mai avantajoasă și cea mai des utilizată este conectarea în serie și în paralel a două ramuri ale înfășurării primare, prin care se obține schimbarea raportului de transformare în raportul 1:2 (fig. 7.6, *a*). La transformatorul de curent de tensiune foarte înaltă, înfășurarea primară este împărțită în patru ramuri, care

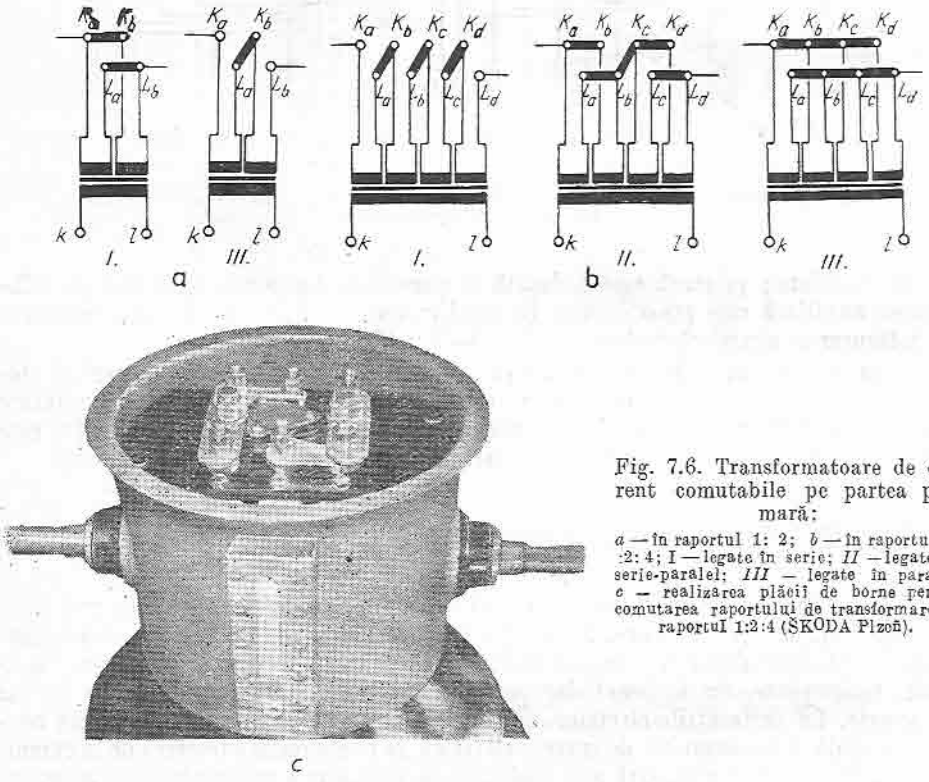


Fig. 7.6. Transformatoare de curent comutabile pe partea primară:

a — în raportul 1: 2; *b* — în raportul 1 :2: 4; I — legate în serie; *II* — legate în serie-paralel; *III* — legate în paralel; *c* — realizarea plăcii de borne pentru comutarea raportului de transformare în raportul 1:2:4 (ŠKODA Plzeň).

se conectează fie în serie, fie în serie-paralel, fie în paralel (fig. 7.6, *b*). În acest caz, tensiunile magnetomotoare primare rămîn identice și erorile practic nu se modifică prin schimbarea raportului de transformare. Ramurile înfășurării primare trebuie să aibă aceeași rezistență și inductanță, pentru ca în cazul conectării în paralel, curentul să se repartizeze uniform în toate ramurile. Nesimetria se poate mani-

festa nefavorabil în special la încercarea cu curentul limită termic. La transformatoarele de curent pentru tensiuni foarte înalte, compensarea inductanțelor și a rezistențelor individuale (a bobinelor și a grupei de bobine) pentru comutarea 1: 2: 4 se realizează foarte greu. Pentru diversele rapoarte de transformare, erorile sînt reciproc decalate și aceasta cu atît mai mult cu cît tensiunile magnetomotoare nominale sînt mai mari, sau cu cît este mai mare curentul primar nominal, cînd tensiunile magnetomotoare sînt constante. Dacă transformatorul este realizat constructiv corect, diferențele de erori sînt mici, aproximativ $\Delta\Delta_1 = 0{,}02—0{,}04\%$ și $\Delta\delta_1 = 1' — 2'$. La proiectarea transformatoarelor de clasă înaltă de precizie trebuie să se țină seama de acest decalaj, așa încît corecția de înfășurare să se poată face cu precizia necesară. Izolația dintre ramuri trebuie să corespundă tensiunii

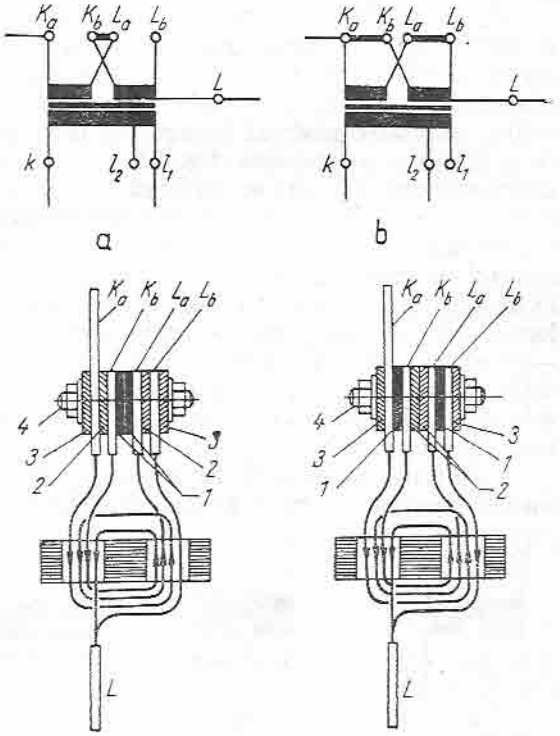


Fig. 7.7. Transformatorul de curent, de trecere, vertical cu circuit magnetic în manta, avînd placă de borne pentru comutarea primară a raportului de transformare în raportul 1: 2:
a — legarea în serie; *b* — legarea în paralel; *1* — plăci conductoare; *2*, *3* — plăci izolante; *4* — bulon.

de încercare de 2 kV. Prin creșterea cantității de izolație la înfășurarea primară se mărește spațiul necesar și prin aceasta gabaritul transformatorului.

Un caz special pentru această metodă îl prezintă comutarea la transformatoarele de trecere orizontale și verticale cu miezul în manta (fig. 7.7). Conductorul auxiliar care unește bornele L_b și L reduce tensiunea magnetomoare nominală dintr-o fereastră a miezului, în cazul legării în paralel, ceea ce necesită modificarea numărului de spire la înfășurarea secundară — bornele k și l_2, pentru a menține

constant curentul secundar în cazul ambelor conexiuni. La legarea în serie, tensiunea magnemotoare este mai mare și înfășurarea secundară trebuie să aibă numărul complet de spire — bornele k și l_1.

Realizarea constructivă a modului de comutare este dată în fig. 7.7 și 7.6, *c*.

Conectarea înfășurării secundare în serie și în paralel este utilizabilă în cazul necesității adaptării curentului secundar în domeniul de reglaj al aparatelor de protecție. În cazul legării în paralel a ramurilor înfășurării secundare și a menținerii constante a curentului primar, prin circuitul secundar trece un curent dublu, fără a se modifica precizia transformatorului. Dacă este necesar un curent secundar de 5 A (sau 1 A) trebuie redus curentul primar — tensiunea magnetomotoare primară — la jumătate, ceea ce impune scăderea puterii la un sfert din valoarea puterii inițiale a transformatorului.

Un alt mijloc de schimbare a raportului de transformare la transformatorul de curent este prevederea unor derivații la înfășurarea primară sau secundară. Derivațiile la înfășurarea primară se folosesc în principiu pentru transformatoarele de laborator (v. cap. 8). La transformatoarele monospirale de curent, unde nu se poate realiza comutarea modului de legare a înfășurării primare, se folosesc derivațiile de la înfășurarea secundară (fig. 7.9, *a*). Prin comutarea înfășurării secundare la diferite numere de spire se modifică tensiunea magnetomotoare secundară și cu aceasta și cea primară, de care depinde puterea transformatorului. Acest caz este analog cu conectarea înfășurării secundare în serie sau în paralel (fig. 7.8). Cînd raportul de transformare se schimbă în raportul 2: 1, puterea transformatorului se schimbă în raportul 4: 1. Această realitate nu este atît de importantă la transformatoarele de putere mare — transformatoarele monospirale pentru curenți mari — pe cît este de importantă la transformatoarele pentru curenți mici, unde scăderea puterii în cazul modificării raportului de transformare limitează în mod considerabil posibilitatea conectării unei puteri mai mari. Bornele neutilizate nu se leagă în scurtcircuit.

Necesitatea modificării raportului de transformare, la transformatoarele de tensiune racordate permanent la instalațiile electrice, apare foarte rar, iar numărul

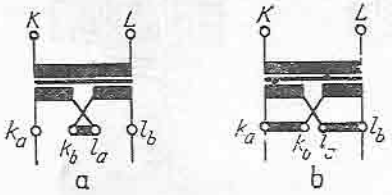


Fig. 7.8. Transformatoare de curent cu înfășurarea secundară comutabilă în raportul 1: 2:
a — conectarea în serie; *b* — conectarea în paralel.

produselor necesare a se afla în depozit pentru a satisface toate cerințele nu este mai mare, avînd în vedere seria limitată de tensiuni standardizate.

Cel mai frecvent se fabrică transformatoarele de tensiune cu înfășurare secundară la 110 V sau la $110/\sqrt{3}$ V cu derivația la 100 V sau la $100/\sqrt{3}$ V (fig. 7.9, *b*). Cu această modificare se pot fabrica transformatoare într-o singură variantă, atît pentru piața internă, unde tensiunea secundară normalizată este de 100 V și $100/\sqrt{3}$ V, cît și pentru export, unde se cer tensiunile de 110 V și $110/\sqrt{3}$ V. Pute-

rea și precizia variază foarte puțin la această modificare a raportului de transformare.

Dacă se folosește această metodă de conexiune, cu derivație la înfășurarea secundară, pentru modificarea raportului de transformare și a tensiunii primare (fig. 7.9, *c*), puterea transformatoarelor variază proporțional cu pătratul tensiunii primare. De exemplu, la transformatoarele de tensiune comutabile 3000—6000/

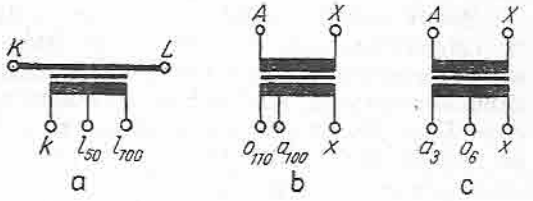


Fig. 7.9. Transformatoare comutabile cu derivație pe partea înfășurării secundare: *a* — transformator de curent cu raport de transformare 50—100/5 A; *b* — transformator de tensiune cu raport de transformare 6000/100—110 V; *c* — transformator de tensiune cu raport de transformare 3000—6000/100 V.

/100 V, conectarea la 3000 V reduce puterea la 1/4 din cea garantată la 6000 V.

Conectarea în serie sau în paralel a două ramuri ale înfășurării secundare se face prin același procedeu ca și la transformatorul de curent (fig. 7.8). Tensiunea secundară de 200 V sau $200/\sqrt{3}$ V se poate lua în considerare în cazul conductoarelor lungi de alimentare a aparatelor de măsură.

Prin acest procedeu se poate modifica raportul de transformare în raportul 2:1. În cazul conectării în serie a înfășurării secundare, tensiunea primară se înjumătățește, ceea ce înseamnă reducerea puterii standardizate a transformatoarelor la 1/4. Această metodă de comutare se folosește la transformatoarele speciale pentru laborator (v. cap. 8).

7.6. Exemple de transformatoare de măsură realizate

Transformatoarele de măsură se fabrică într-un număr mare de variante. În exemplele prezentate se descriu în principal, produsele actuale ale industriei cehoslovace, iar pentru comparație au fost alese și prezentate și cîteva produse străine, care au ca scop să arate calea pe care merge dezvoltarea lor în acest domeniu. Pentru completarea vederii de ansamblu în ceea ce privește dezvoltarea diferitelor variante sînt prezentate și cîteva transformatoare de construcție mai veche.

Principiile de bază ale construcțiilor mai moderne sînt micșorarea dimensiunilor și a greutății, parametrii tehnici înalți, exploatarea sigură, durata de viață lungă chiar în condiții de exploatare grele, posibilitatea de montaj în orice poziție, consumul minim de material și fabricația simplă.

7.6.1. Transformatoare de joasă tensiune

În această grupă se includ transformatoarele de măsură cu nivelul de izolație pînă la 1000 V. Solicitarea electrică a izolației este foarte mică. Partea de izolație, în principal diferitele acoperiri, protejează transformatorul față de deteriorările

mecanice sau eventual servește ca protecție față de pericolul electrocutării. În acest caz se folosesc ca materiale izolante, hîrtia de celuloză, preșpanul, cartonul, piesele presate din mase plastice, cum sînt fenoplastul umplut cu material organic, iar în ultimul timp, polistirenul și rășinile epoxidice.

Transformatoarele de joasă tensiune sînt realizate pentru montaj în interior, de regulă, fără posibilități de comutare și cu o singură înfășurare secundară. În fig. 7.10 este prezentată o grupă de transformatoare de joasă tensiune.

Pentru curenți primari mici, de 5—30 A, se fabrică transformatorul de curent tip bobină (fig. 7.10, *a*). Carcasa circuitului magnetic cu bobinele înfășurărilor secundare și primare introduse pe el este strînsă cu o ramă pe placa de bază, realizată din material plastic. Pe ramă este montată placa cu bornele primare și secundare. Unul din buloanele care strînge miezul este utilizat ca bornă de punere la pămînt. În mod asemănător se realizează transformatorul de tensiune pentru tensiuni primare U_{1n} pînă la 500 V.

Pentru curenți primari de 50—300 A, eventual pînă la 800 A, se fabrică transformatoarele tip bobină în varianta din fig. 7.10, *b*. Carcasa circuitului magnetic cu bobinele primară și secundară introduse pe el este strînsă cu o ramă de placa de bază din material plastic. Pe carcasă sînt fixate bornele înfășurării secundare.

Fig. 7.10. Grupă de transformatoare de curent de joasă tensiune pentru aparate de măsurat:
a — tip bobină, varianta IVN, I_{1n} = 5...30 A; *b* — tip bobină, varianta IVm, I_{1n} = 50... 300 A, *c* — tip de trecere, varianta IVP, I_{1n} = 1000....2000 A (ZPA Praga — EJF Brno).

În placa de bază se găsesc fixate bornele primare, care se racordează la barele colectoare, cu ajutorul șuruburilor.

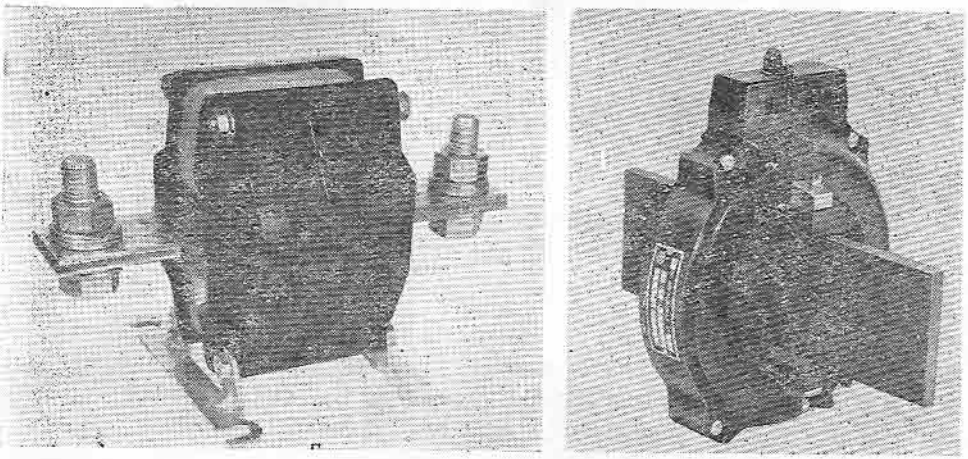
Transformatorul de curent tip de trecere pentru curenți primari de 1000—2000 A este dat în fig. 7.10, *c*. Pe circuitul magnetic în formă de ramă sînt două bobine ale înfășurării secundare, legate în serie. Asemănător cu acesta se fabrică transformatoare tip de trecere pentru curenți primari de 3000—4000 A.

La transformatoarele tip de trecere de 6000—10 000 A, circuitul magnetic este o ramă în forma pătrată. Înfășurarea secundară este formată din patru bobine introduse pe miez. Circuitul magnetic este strîns între două rame de aluminiu pe care se află bridele de fixare a transformatorului de barele colectoare.

Realizarea transformatoarelor de curent tip de trecere în formă de ramă, pentru curenți primari nominali mari, este mai avantajoasă nu numai din punctul de vedere al fabricației — înfășurarea bobinei mai ușoară, ci al dimensiunilor lor care sînt mai mici, deoarece se realizează o utilizare mai bună spațiului în fereastră.

Noua construcție a transformatoarelor de curent tip bobină realizează reducerea consumului de materiale, a greutății, a dimensiunilor: obținerea puterii cerute în clasa de precizie dată la o creștere importantă a stabilității la scurtcircuit. Aceste caracteristici se obțin prin folosirea materialelor magnetice cu proprietăți magnetice îmbunătățite.

Transformatorul de curent tip bobină cu miez toroidal este prezentat în fig. 7.11, *a* [7.3]. Pentru miez se folosește materialul magnetic sonaperm. Pentru curentul de 5 A, înfășurarea secundară este alcătuită din două ramuri legate în paralel, soluție care permite realizarea unei corecții ușoare. Miezul cu înfășurarea secundară bobinată pe el se introduce în carcasa din material plastic. Ambele jumă-



a *b*

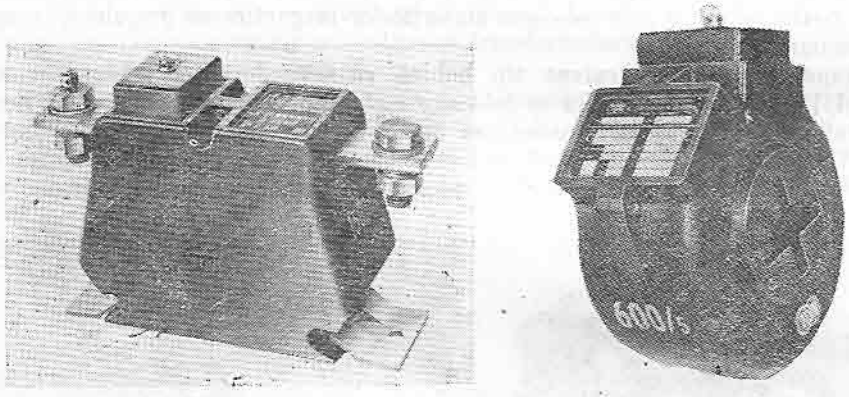
Fig. 7.11. Transformatoare de curent de joasă tensiune cu miez toroidal:
a — tipul bobină, varianta IVTZ, I_{1n} = 50...300 A; *b* — tipul de trecere, varianta IVTP, I_{1n} = 750...2000 A (ZPA Praga — EJF Brno).

tăți de carcasă sînt asamblate cu nituri tubulare. În partea de jos sînt suporturile de fixare. Înfășurarea primară este formată din banda de cupru cu două conductoare în paralel, ceea ce permite înfășurarea mai ușoară a conductorului primar de o secțiune mai mare. Înfășurarea este introdusă în canalele prevăzute în afara mantalei izolante. De o formă asemănătoare este și transformatorul tip de trecere

pentru curenți primari nominali 300—600 A care se poate introduce pe bare colectoare de maxim 32×10 mm sau se livrează cu conductor primar sub forma de bandă plată.

Transformatorul de curent tip de trecere cu miez toroidal pentru curenți primari de 750—2000 A este dat în fig. 7.11, *b*. Miezul cu înfășurarea secundară este introdus într-o carcasă izolantă la a cărei parte superioară se află fixată placa de borne secundare cu locul pentru sigilare.

În fig. 7.12 sînt indicate transformatoare de curent cu miez toroidal produse la TuR Dresda [7.4]. Miezul cu înfășurarea secundară pe el este introdus în car-



a *b*

Fig. 7.12. Transformatoare de curent de joasă tensiune:
a — tip bobină varianta IKSR, I_{1n} = 10...200 A; *b* — tip de trecere varianta IKLR, I_{1n} = 300... ...800 A (TUR Dresda).

casa din material plastic [7.5]. Pe carcasă este dispusă înfășurarea primară și întregul transformator este protejat cu a doua carcasă izolantă (fig. 7.12, *a*). Orificiul gol, în formă de cruce, la transformatorul de curent tip de trecere permite montajul în două planuri perpendiculare unul pe celălalt (fig. 7.12, *b*).

Exemple de transformatoare de curent, înglobate în rășină epoxidică turnată, sînt prezentate în figura 7.13 [7.6].

Transformatoarele de curent tip bară din fig. 7.14 [7.7] sînt de dimensiuni foarte mici. Miezul toroidal împreună cu înfășurarea secundară este introdus în carcasa de izolație presată din masă plastică sau înglobat în rășină epoxidică turnată. Capetele înfășurării secundare sînt scoase la borne sau prin cablu și se conectează direct cu aparatele de măsură. Conductorul primar al transformatoarelor este format din țeavă de cupru argintată și din șurubul cu care se îmbină cele două bare, între care se montează transformatorul. Montajul se poate realiza în cele mai diferite locuri, ca, de exemplu, la partea inferioară a siguranțelor de putere. Pentru acest scop, orificiul de trecere este amplasat excentric.

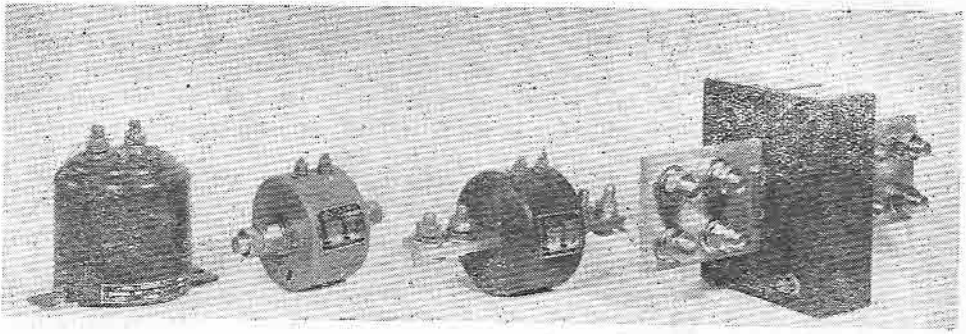


Fig. 7.13. Transformatoare de curent de joasă tensiune înglobate în rășină epoxidică turnată: *a* — tip bobină, varianta IZO, I_{1n} = 20...200 A; *b* — tip bară varianta IPZO, I_{1n} = 300 A, conductorul primar în formă de tijă rotundă; *c* — tip bară, varianta IPZO, I_{1n} = 600 A, conductorul primar în formă de bandă plată; *d* — tip bară varianta ISZO, I_{1n} = 1000...1500 A (ZGD — Varșovia).

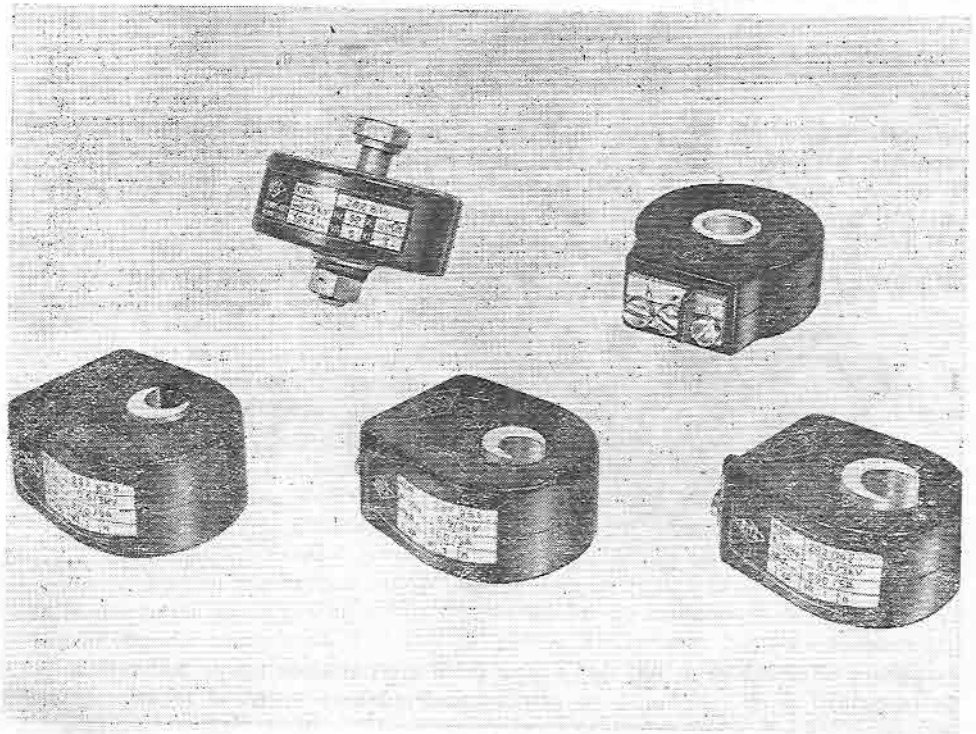


Fig. 7.14. Transformatoare mici de curent de tip bară, varianta KDR, I_{1n} = 50...600 A, P_n = = 0,8...3 VA, Cl 1 (Ritz).

Un transformator de această formă, dar pentru un curent primar mai mic se fabrică și de tip bobină fig. 7.15 [7.8]. Pe miezul toroidal, pe care se află înfășurarea secundară, sînt înfășurate cîteva spire ale înfășurării primare ale cărei borne sînt dispuse pe părțile frontale ale transformatorului. Între bornele primare este prevăzut un inel de distanțare, care poate fi izolant, sau din material rezistiv cu

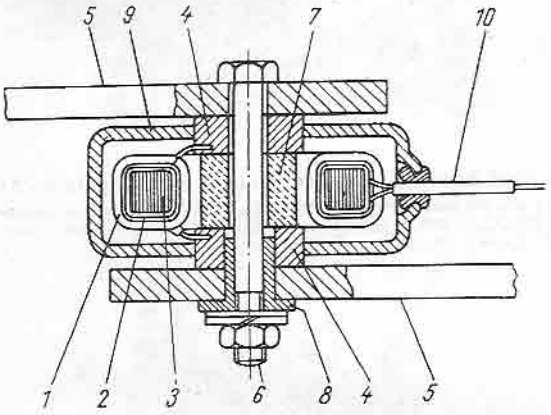


Fig. 7.15. Transformator de curent de tip bobină pentru montare între barele colectoare:
1 — înfășurarea primară; *2* — înfășurarea secundară; *3* — miezul; *4* — borna primară; *5* — bara colectoare; *6* — bulon; *7* — bucșă de distanțare; *8* — izolația; *9* — carcasă; *10* — cablu pentru plecările înfășurării secundare (Ritz).

caracteristică neliniară, putînd acționa ca o rezistență paralelă de protecție, pentru protecția înfășurării primare, în cazul supratensiunilor și al curenților mari. Transformatorul poate fi modificat dîndu-i-se o formă de siguranță tubulară pentru a putea fi introdus în partea de jos a siguranțelor de putere.

Din grupa de transformatoare de joasă tensiune fac parte și transformatoarele de curent de tip bară, montate pe izolatoarele de trecere ale transformatoarelor

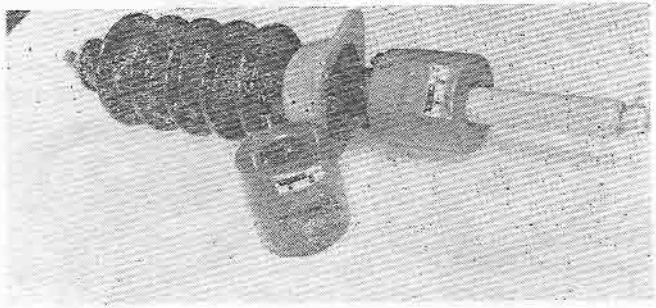


Fig. 7.16. Transformatorul de curent de tip bară înglobat în rășină epoxidică turnată, varianta NA 05/6, 0,5 kV, I_{1n} = 20...600 A, montat la izolatorul de trecere tip condensator al întreruptorului cu ulei pentru 35 kV, realizare de tip exterior (EJF Brno).

de putere. Nivelul principal de izolație între miez și circuitul primar este asigurat de izolatorul de trecere, care nu este un element component al transformatorului de curent. Conductorul prin izolatorul de trecere înlocuiește înfășurarea primară a transformatorului (fig. 7.16 și 3.41) [3.23]. La fel sînt realizate transformatoarele de tip bară, montate pe conductoare sau pe cabluri de tensiune înaltă și foarte

înaltă. Pentru ușurința montării aceste transformatoare se fabrică din două jumătăți componente (v. fig. 8.25). Miezul toroidal cu înfășurarea toroidală pe el, împărțit în două părți componente, se introduce în rășină epoxidică și se taie. La montare, ambele jumătăți se asamblează strîns una peste alta, astfel că influența interstițiului se poate neglija. Ambele părți ale înfășurării secundare se conectează în serie [7.9].

Transformatoarele de măsură de tensiune pentru aparatele de măsurat sînt în esență niște transformatoare mici pentru care se impun cerințe speciale privind precizia.

Transformatorul de tensiune de putere mică se fabrică identic cu transformatorul de curent (fig. 7.10, *a*). Pentru puteri mai mari, transformatorul se realizează conform figurii 7.35, *a*. Pe miezul circuitului magnetic în formă de ramă este introdusă bobina înfășurării secundare, bobinată pe carcasă de hîrtie bachelizată. Înfășurarea primară este dispusă pe carcasa de porțelan, care simultan, constituie și izolația principală între circuitul primar și secundar. În locul carcasei de porțelan se pot folosi, de asemenea, tuburi de izolație din hîrtie bachelizată [7.3]. Unii furnizori străini produc transformatoare de tensiune pînă la 1 kV, înglobate în rășină epoxidică turnată [7.20] sau presate în cauciuc poliesteric [7.14].

7.6.2. Transformatoare de înaltă tensiune

Pentru transformatoarele de măsură, avînd tensiuni de la 1 la 35 kV comparativ cu transformatoarele de joasă tensiune, se impun cerințe mai mari în ceea ce privește izolația, în special, izolația principală dintre elementele de înaltă tensiune și elementele de joasă tensiune și pămînt. Majoritatea acestor transformatoare se montează în interior. Avantajele stațiilor de distribuție de tip exterior obligă pe furnizori să fabrice transformatoare de măsură de tip exterior și pentru tensiune înaltă. Experiența obținută la construcția transformatoarelor de putere a fost utilizată și la construcția transformatoarelor de măsură în ulei. Proprietățile izolante excepționale ale uleiului nu compensează însă unele dificultăți pe care uleiul le creează la tratarea izolației montarea și însăși exploatarea acestor transformatoare. În caz de avarie se ajunge deseori la explozia transformatorului, apariția incendiului și distrugerea întregii instalații de distribuție. Din aceste cauze, noile soluții constructive tind să limiteze cantitatea de ulei utilizată, sau să înlocuiască transformatorul cu ulei cu transformatorul uscat. Trecerea între aceste două tipuri extreme o face transformatorul cu masă de umplere compound turnată. Izolația principală a transformatoarelor uscate, este de obicei, din porțelan sau din hîrtie bachelizată. Utilizarea aerului comprimat la întreruptoarele pentru tensiuni înalte și foarte înalte a condus la construcția transformatoarelor de măsură, în care uleiul a fost înlocuit cu aer comprimat [7.11 și 7.12]. Această soluție nu a găsit o aplicare largă datorită noilor materiale izolante, în special a rășinilor epoxidice, care astăzi au cucerit întregul domeniu al tensiunilor înalte.

Față de vechile construcții, transformatoarele de măsură înglobate în rășini epoxidice turnate sînt de dimensiuni foarte mici, ușoare, cu un consum mic de material și de fabricație simplă. Forma aparatului se poate adapta ușor formei cîmpului

electric și scopului de utilizare. Transformatoarele se pot monta în orice poziție și asupra lor nu acționează factorii atmosferici. Delicvescența rășinii epoxidice este minimă și transformatoarele se pot folosi în medii tropicalizate. Aceste transformatoare de curent prezintă o mare stabilitate la scurtcircuit. Curentul limită dinamic, care la transformatoarele în ulei sau uscate, cu izolație de porțelan sau din hîrtie bachelizată este uzual de 2—3 ori curentul limită termic, atinge la transformatoarele înglobate în rășină epoxidică turnată valoarea de 4—5 ori curentul limită termic.

Modurile de realizare a acestor transformatoare se pot împărți în trei grupe constructive principale:

1) transformatoare cu înfășurarea primară înglobată, înfășurarea secundară și circuitul magnetic neînglobate și invers;
2) transformatoare cu înfășurarea primară și secundară înglobate, circuitul magnetic fiind neînglobat;
3) transformatoare cu toate elementele funcționale înglobate în rășină epoxidică.

Realizarea transformatoarelor conform punctului 1 nu este atît de pretențioasă în ceea ce privește tehnologia de înglobare așa cum se prezintă cazul la variantele încadrate la punctul 2 și în special 3. În cazul deteriorării izolației principale se pot demonta elementele neînglobate și pot fi reutilizate. Defectele mai mici ale izolației principale pot fi corectate ușor. Dezavantajul acestei construcții constă în faptul că elementele neînglobate ale transformatorului trebuie să fie fixate cu ajutorul unui schelet metalic care trebuie la rîndul lui protejat față de influențele mediului înconjurător. Dimensiunile acestei categorii de transformatoare nu diferă prea mult de cele ale transformatoarelor cu izolație de porțelan.

În cazul înglobării ambelor înfășurări în același bloc de rășină, o atenție deosebită trebuie acordată realizării izolației prinicpale. În caz de străpungere electrică sau fisurare, piesa înglobată nu se mai poate repara. Fixarea și protecția pieselor neînglobate se face la fel ca pentru cazul 1.

Folosirea din plin a rășinilor epoxidice, nu numai ca izolant, ci și ca material de construcție, se face la transformatoarele din grupul 3, unde toate elementele funcționale sînt înglobate și prin aceasta protejate complet față de influențele mediului. Dimensiunile acestor transformatoare sînt mai mici decît ale celor din grupele 1 și 2, iar pentru aceleași dimensiuni nivelul de izolație poate fi crescut cu o clasă sau două. Tehnologia de prelucrare a mesei de turnare și în special a turnării este mult mai pretențioasă pentru această concepție. Produsele deteriorate, în special, străpungerea electrică a izolației principale, nu pot fi remediate și nici elementele componente recuperate (cum ar fi demontarea și folosirea din nou a miezului). Majoritatea furnizorilor de transformatoare de măsură trec în ultimul timp, treptat la această categorie de transformatoare pentru care tehnologia de înglobare impune condiții deosebite.

Transformatoarele de curent. Cea mai simplă construcție și fabricație o prezintă transformatoarele de curent tip bară. Transformatoarele de curent tip bară, pentru tensiune înaltă, se realizează asemănător cu transformatoarele de tensiune joasă (fig. 7.10, *c*). Mărirea nivelului de izolație se obține folosind un izolator de trecere, din porțelan sau din hîrtie bachelizată.

O realizare mai nouă a transformatorului de curent de tip bară, înglobat în răşină epoxidică turnată, este indicată în fig. 7.17. Transformatorul se foloseşte pentru măsurarea curenţilor mari la bornele generatoarelor. Forma circuitului magnetic, dispunerea şi conectarea înfăşurării secundare sînt date în fig. 3.30. Transformatorul se introduce pe barele colectoare şi se fixează prin şuruburi. Fereastra izolatorului de trecere din răşină epoxidică este vopsită, în interior cu un strat semiconductor.

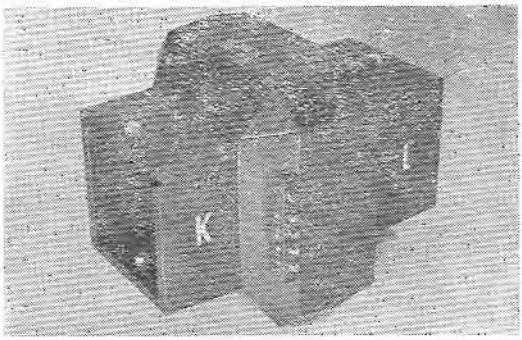


Fig. 7.17. Transformator de curent de tip bară, varianta BG 15.60, 15 kV, 6 000/5/5 A (EJF Brno).

Un exemplu de transformator de curent tip bară pentru tensiunea de 22 kV, pregătit pentru montaj într-o celulă prefabricată, este prezentat în fig. 7.18. Miezul

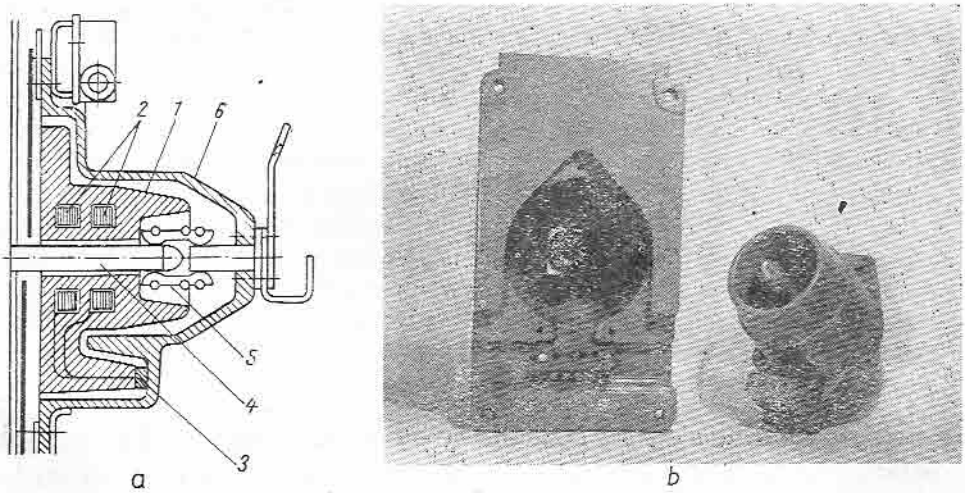


Fig. 7.18. Transformator de curent de tip bară, varianta BR 223, 22 kV, I_{1n} = 400...1 000 A, destinat montării în celule prefabricate:

a — amp asarea transformatorului în celulă; *1* — corpul izolant al transformatorului; *2* — circuitele magnetice cu înfăşurarea secundară; *3* — bornele circuitului secundar; *4* — tijă; *5* — bornă de contact; *6* — carcasă izolantă; *b* — izolator cu bornă de contact şi transformator cu tijă (EJF Brno).

toroidal cu înfășurarea secundară este înglobat într-un corp de izolație epoxidică. Placa de borne secundare formează fișele ce se introduc în priza montată pe carcasa izolantă în care se află transformatorul. În interiorul carcasei izolante, borna de contact este conectată la bara colectoare. Primarul transformatorului este format din tija, montată la bornele întreruptorului, care se introduce în borna de contact. Suprafața ferestrei transformatorului este vopsită cu un strat de vopsea semiconduc-

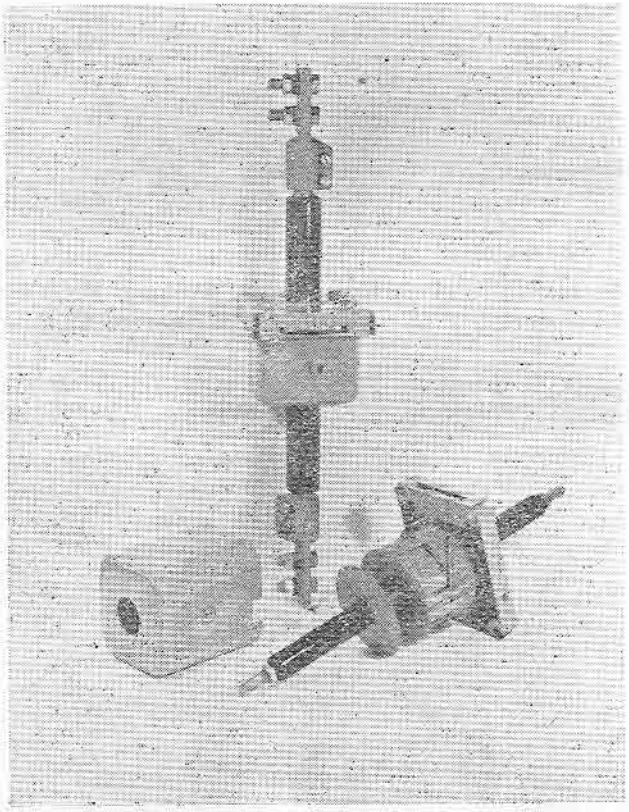


Fig. 7.19. Transformator de curent tip bară cu izolator de trecere tip condensator, varianta NAT (10—35 kV), I_{1n} = 100...2000 A, jos în partea dreaptă este transformatorul cu două miezuri, având carcasa scoasă (EJF Brno).

toare care, după introducerea transformatorului pe bară, face contact cu borna de contact.

La transformatoarele de curent de tip bară, conductorul primar este izolat cu ajutorul unui izolator de trecere tip condensator sau cu un izolator de trecere normal (fig. 7.19). Miezul toroidal ce poartă înfășurarea secundară este introdus pe izolatorul de trecere, fiind protejat de o carcasă turnată, fixată de flanșa transformatorului.

În fig. 7.20 sînt prezentate transformatoarele tip bară, a căror elemente componente sînt înglobate în rășină epoxidică turnată [7.20].

Transformatoarele de curent tip bobină, în ulei, de construcție mai veche, au partea activă introdusă într-o cuvă metalică. Prin izolatorul de trecere de porțelan sau din hîrtie bachelizată, fixat pe capacul cuvei, sînt scoase la borne legăturile înfășurării primare. Izolația principală dintre înfășurările primară și secundară și miez este realizată de către un corp de porțelan în formă de carcasă. În locul porțelanului se poate folosi hîrtie bachelizată sau cîteva straturi de hîrtie de cablu în care caz spațiile dintre straturile de hîrtie sînt umplute cu ulei. Dimensiuni mai mici s-au obținut la transformatoarele la care partea superioară a cuvei a fost realizată din porțelan (fig. 7.21). Izolatorul de porțelan în formă de clopot formează în același timp cuva pentru ulei. Aceste transformatoare cu ulei s-au fabricat fără indicatoare de nivel a uleiului și fără capac. Variațiile de nivel ale uleiului din timpul funcționării se echilibrează de către perna de aer.

Un număr mare de diverse transformatoare de curent uscate, tip bobină, a fost realizat cu corp de izolație din porțelan. Corpul de porțelan se face, de obicei, dintr-o bucată (fig. 7.22 și 7.23) sau este divizat (fig. 7.24,*a*).

Sînt foarte cunoscute transformatoarele de curent, bobină, tip suport și tip de trecere, cu izolație de porțelan (fig. 7.23) [7.13] (fig. 7.28 și 7.29). Aceste tipuri au fost produse de o serie de fabricanți de transformatoare de măsură. Corpul izolant din porțelan, realizat dintr-o bucată, este solicitat la conturnare, iar în zona fixării miezului și a înfășurării secundare este solicitat la străpungere electrică. Circuitul magnetic este în manta. Pe miezul din mijloc, introdus în fereastra izolatorului, se află bobina înfășurării secundare. Pe miezurile exterioare sînt dispuse înfășurări destinate corecției de înfășurare, premagnetizării (v. fig. 3.38), eventual înfășurarea de cuplaj (fig. 3.39). Conductorul înfășurării primare trece prin orificiul interior al corpului de porțelan. Pentru realizarea stabilității la scurtcircuit, spațiul în care este introdusă înfășurarea primară este umplut cu un amestec de nisip cu grafit pentru ca suprafața corpului izolant din porțelan să fie adusă la potențialul tensiunii înalte a înfășurării primare. În locul amestecului de nisip cu grafit, care murdărește considerabil locul de lucru, se poate folosi nisip curat, iar suprafața interioară a corpului izolant să fie vopsită cu un strat de vopsea semiconductoare. În zona de fixare a flanșei și a înfășurărilor secundare, suprafața exterioară a corpului de porțelan este, de asemenea, metalizată cu cupru, aluminiu sau cu vopsea de grafit semiconductor. Acest strat semiconductor se pune în contact cu flanșa și circuitul magnetic al transformatorului. Stratul conductor trebuie să fie întrerupt într-un anumit loc de către o zonă îngustă nemetalizată pentru a nu crea spire în scurtcircuit. Pentru straturile conductoare realizate prin grafitare, această întrerupere nu este necesară. Transformatoarele se construiesc cu un miez sau cu două miezuri, cu raport de transformare comutabil pe partea de înfășurare primară. În paralel cu înfășurarea primară este conectată rezistența de protecție cu caracteristică neliniară, care trebuie să protejeze izolația spirelor față de undele de supratensiune cu front abrupt.

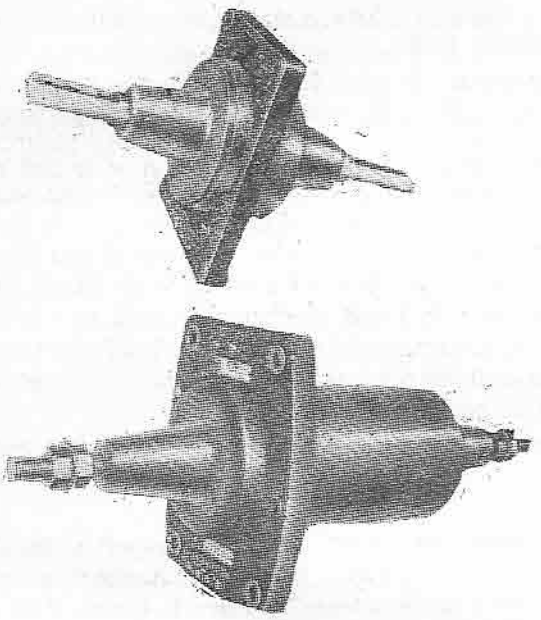


Fig. 7.20. Transformatoare de curent tip bară în rășină epoxidică turnată, varianta TK 20 și TA 20, 20 kV, I_{1n} = 100...3000 A (Balteau).

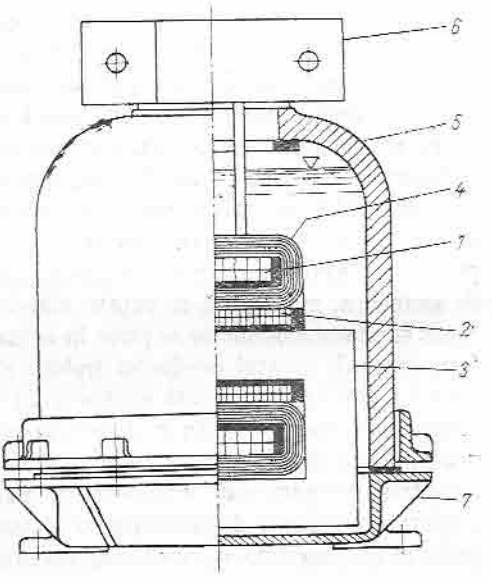


Fig. 7.21. Secțiune prin transformatorul de curent tip suport, cu carcasă din porțelan, varianta ONA, 10—35 kV, I_{1n} = 5...400 A:
1 — înfășurarea primară; *2* — înfășurarea secundară; *3* — circuitul magnetic; *4* — izolație din hîrtie de cablu; *5* — izolatorul cuvă; *6* — bornele primare; *7* — cuvă inferioară din fontă (EJF Brno).

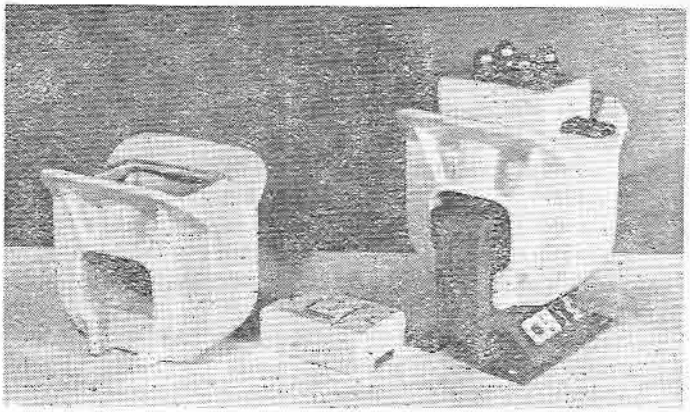


Fig. 7.22. Transformator de curent tip suport, bobină, cu izolație de porțelan, varianta Na335, 10 kV, $I_{1n} = 5$—400 A, în stînga corpul de izolație din porțelan, la mijloc este carcasa plăcii bornelor primare (EJF Brno).

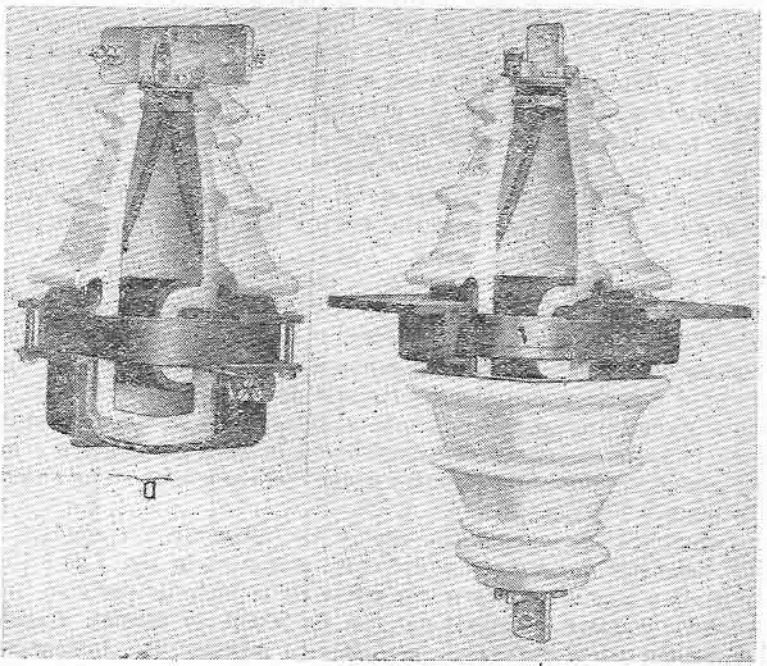


Fig. 7.23. Secțiune prin transformatorul de curent, tip bobină cu izolație de porțelan, 10—35 kV, $I_{1n} = 5...400$ A:
a — tip suport, varianta IF; *b* — tip de trecere, vertical, varianta DIF.

Dispunerea inversă a elementelor funcționale ale transformatorului de curent este dată în fig. 7.24,*a*. Înfășurarea secundară dispusă pe miezul toroidal se introduce în corpul de porțelan divizat, care în planul de îmbinare se chituiește cu chit izolant. Înfășurarea primară se află dispusă în exterior. Izolația față de pămînt o formează izolatorul de tip suport [K 2].

O altă grupă de transformatoare de curent tip bobină foarte răspîndită sînt transformatoarele tip buclă (fig. 7.29,*a*). Înfășurarea primară în formă de buclă este izolată cu ajutorul a două izolatoare de trecere. În afară de izolatoarele de trecere din porțelan, se mai folosesc izolatoare de trecere tip condensator, cu diametrul exterior mic, pe care se introduc miezurile toroidale prevăzute cu înfășurările secundare corespunzătoare.

Transformatoarele tip buclă pot fi realizate pentru clase de precizie înaltă atît prin alegerea tensiunii magnetomotoare primare mari cît și prin folosirea materialului magnetic de permeabilitate înaltă. Izolatoarele de trecere sînt fixate la mijloc într-o flanșă, iar la ambele capete sînt prevăzuți „ochelari" metalici de care se fixează carcasa bornelor primare. Flanșa, ochelarii și carcasele trebuie să fie din material nemagnetic sau trebuie să fie întrerupte pentru a reduce pierderile prin curenți turbionari. Inductanța mare a buclei înfășurării primare determină o comportare nefavorabilă a înfășurării la undele de supratensiuni atmosferice care, datorită reflexiei, solicită suplimentar izolația spirelor. Din această cauză la bornele înfășurării primare se conectează o rezistență neliniară de protecție. Pe înfășurarea primară apar tensiuni înalte și datorită scurtcircuitelor, mai ales la transformatoarele pentru curenți primari nominali mici, cînd deseori se deteriorează izolația între spire. Eficacitatea rezistențelor neliniare de protecție nu este satisfăcătoare, deoarece aceste supratensiuni ce apar în exploatare nu ating mărimea supratensiunilor atmosferice. Un alt dezavantaj al acestei construcții este stabilitatea mică la scurtcircuit (v. fig. 5.11), gabaritul mare și consumul de material pentru înfășurarea primară (tabelul 7.5), ambele mari.

Primele transformatoare înglobate în rășină epoxidică turnată de calitate Araldit B, au început să fie produse de către firma elvețiană Moser și Glaser [7.15, 7.16] în anii 1946—1949. În fig. 7.25 se prezintă o serie de transformatoare de curent, de tip suport, bobină, cu înfășurarea primară înglobată. Construcția lor este asemănătoare cu a transformatoarelor cu izolație de porțelan (fig. 7.23,*a*). Pe miezul din mijloc al circuitului magnetic în manta, introdus în fereastra corpului izolant, este dispusă înfășurarea secundară neînglobată. În zona de montare a miezului și înfășurării secundare, suprafața corpului izolant este acoperită cu un strat de vopsea semiconductoare.

Transformatorul de curent tip suport cu înfășurarea secundară înglobată și circuitul magnetic de formă toroidală este prezentat în fig. 7.24,*b* [7.17]. Construcția inițială a acestui transformator a fost cu izolație de porțelan (fig. 7.24,*a*). Pentru curenți primari nominali de pînă la 300 A se fabrică transformatoare tip bobină, pentru curenți mai mari ele se fabrică monospirale. Înfășurarea primară neînglobată în rășină este fixată pe corpul izolant care în zona de fixare este vopsit cu un strat de vopsea semiconductoare. Izolația față de pămînt o formează izolatorul prevăzut cu nervuri. Această construcție se caracterizează printr-o siguranță mare în exploatare chiar în cazul unei poluări intense a suprafețelor exterioare. Prin

Tabelul 7.5

Compararea parametrelor tehnici ai transformatoarelor de curent de trecere, tip bobină — tensiunea nominală 22 kV (EJF Brno)

Execuția	Figura	Tensiunea de încercare		Curentul limită dinamic —	Masa totală kg	Masa relativă					
		alternativă de 50 Hz kV	de impuls kV			Circuitul magnetic %	Carcasă %	Înfășurarea			Bornele primare %
								Totală %	Primară %	Secundară %	
Transformator de curent de trecere cu izolație de porțelan, varianta NAD 641	7.29,*c*	75	140	300 I_n	50	+ 100	100	100	100	100	100
Transformator de curent tip buclă, varianta NAS 641	7.29, *a*	68	128	200 I_n	28	++ 23	130	145	175	110	100
Transformator de curent de trecere, înglobat în rășină epoxidică turnată S 225	7.29, *b*	78	160	500 I_n	26	+++ 12	25	65	75	110	45

Observație. Semnificația notațiilor: + circuit magnetic în manta; ++ miez toroidal compus din table de formă circulară; +++ miez toroidal înfășurat din bandă.

mijlocul izolatorului trec legăturile înfășurării secundare. În partea superioară a izolatorului tip suport este înglobat un electrod de ecranare care este conectat la înfășurarea primară, și care în cazul conturnării are rolul de a înlătura arcul de pe suprafața izolatorului. Inductanța mică a înfășurării primare are influență

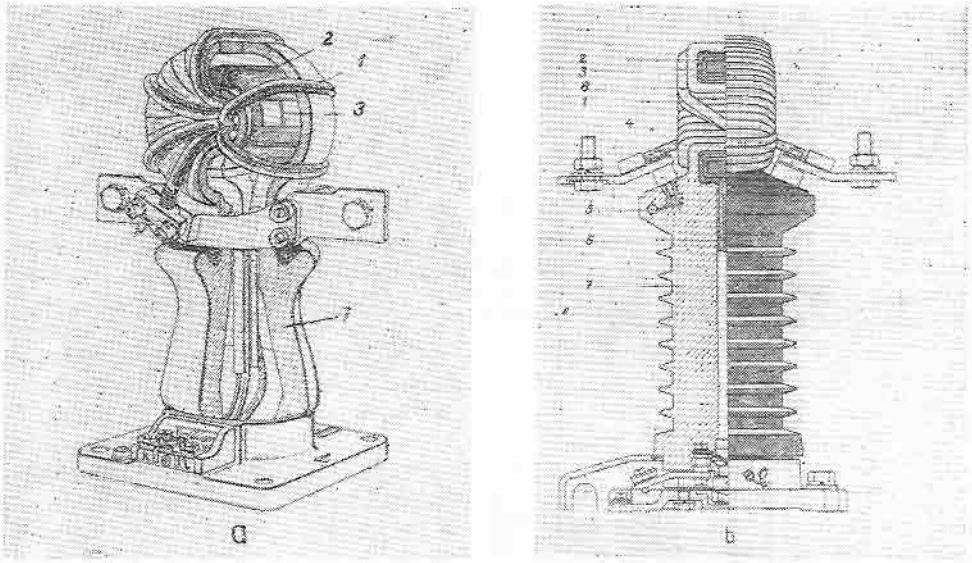


Fig. 7.24. Secțiune prin transformatorul de curent tip suport, bobină de (10,20 kV):
a — cu izolație de porțelan; *b* — cu izolație epoxidică; *1* — înfășurarea primară; *2* — înfășurarea secundară; *3* — circuitul magnetic; *4* — bornele primare; *5* — electrodul de ecranare; *6* — bornele secundare; *7* — izolatorul tip suport; *8* — vopseaua semiconductoare (Siemens-Schuckert).

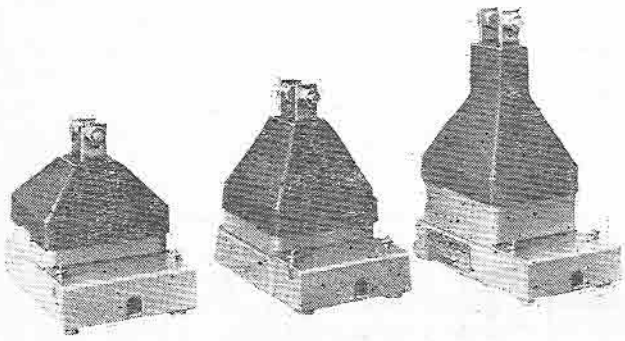
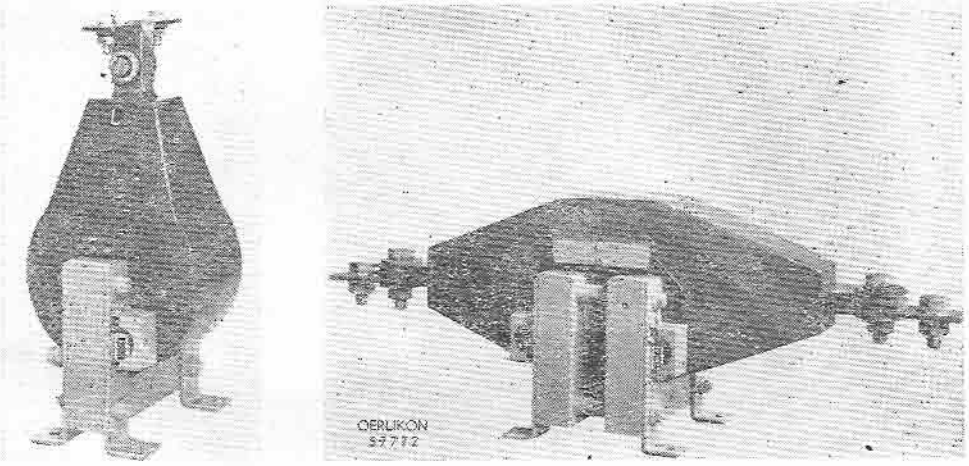


Fig. 7.25. Seria de transformatoare de curent tip suport, cu înfășurarea primară înglobată în rășină epoxidică turnată, varianta AKW 10,20, 30 kV, $I_{1n} = 5...800$ A (Moser-Glaser).

favorabilă în cazul undelor de supratensiune, neajungîndu-se la deteriorarea izolației longitudinale. Transformatorul se remarcă printr-o stabilitate mare la scurtcircuit. Transformatoarele se mai realizează și într-o execuție specială pentru limite largi de măsură, de la 5—200% I_n, pentru alimentarea sistemelor electrice de măsurat, care sînt destinate înregistrării consumului de energie electrică.

Transformatoarele de curent tip suport și de trecere cu înfășurarea primară și secundară înglobate sînt date în fig. 7.26 [7.18]. Înglobarea completă, inclusiv izolația între înfășurarea primară și secundară, se realizează într-o singură operație. Suprafața corpului izolant în locul din jurul circuitului magnetic este vopsită cu un



a b

Fig. 7.26. Transformatoare de curent tip bobină cu înfășurarea primară și secundară înglobată în rășină epoxidică turnată (10—30 kV), I_{1n} = 5...600 A:
a — tip suport, cu un singur miez, varianta SWA; *b* — tip de trecere cu două miezuri, varianta SWAL (Oerlikon).

strat semiconductor. Circuitul magnetic este alcătuit din tole în formă de ramă. Pentru clasa de precizie 0,2, circuitul magnetic este realizat dintr-un material de permeabilitate înaltă înfășurat din bandă și împărțit în două elemente-miez C. Transformatoarele sînt comutabile pentru două rapoarte de transformare, fiind realizate cu unul sau cu două miezuri pentru tensiunile de 10, 20 și 30 kV. De o formă și execuție asemănătoare sînt și transformatoarele de trecere verticală. Transformatoarele de curent cu stabilitate mare la scurtcircuit au tensiuni magnetomotoare primare mici [7.19].

Avantajele rășinii epoxidice se folosesc complet la transformatoarele de curent tip bobină, dacă ambele înfășurări, cum și circuitul magnetic sînt înglobate. Forma acestor transformatoare este dată fie de forma elementelor înglobate, fie de tehnologia înglobării.

În fig. 7.27 este indicată o serie de transformatoare de curent tip suport înglobate în două operații (v. cap. 9) [7.10]. Transformatoarele se fabrică cu posibilitatea de comutare pe partea secundară în raportul 1:2, cu una sau două înfășurări secundare. Circuitul magnetic este de formă toroidală. Prin alegerea unor materiale magnetice diferite se obțin proprietăți funcționale diferite. Pentru mărirea tensiunii de conturnare la transformatoarele din seria 22 și 35 kV sînt prevăzute nervuri în partea de sus, eventual și în partea de jos a corpului izolant.

Direcția de dezvoltare a noilor construcții este nu numai micșorarea dimensiunilor și a greutății, ci și reducerea cantității de rășină epoxidică. Transformatorul din fig. 7.28 este cu 37% mai ușor decît transformatorul de aceeași tensiune din fig. 7.27. Consumul de rășină epoxidică s-a redus la jumătate.

Din fig. 7.28 rezultă că reducerea dimensiunilor stațiilor de distribuție este posibilă prin folosirea noilor construcții de transformatoare turnate în rășini epoxidice.

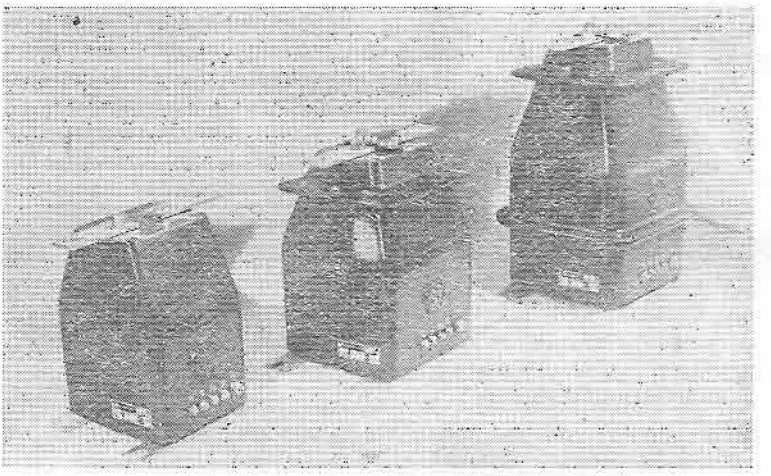


Fig. 7.27. Grupa de transformatoare de curent tip suport, bobină, înglobate în rășină epoxidică turnată, varianta Pb 101, 10 kV, varianta Pb 221, 22 kV, varianta Pb 351, 35 kV, I_{1n} = 5...400 A (EJF Brno).

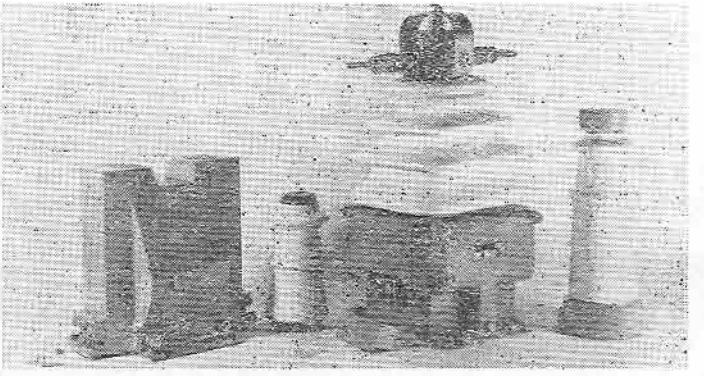
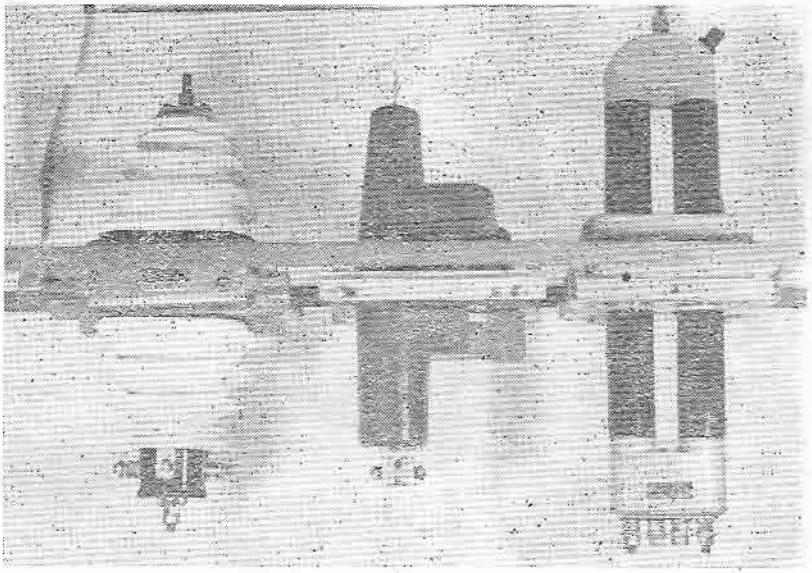


Fig 7.28. Transformatorul de curent tip suport, bobină cu două miezuri, varianta Pb 223, 22 kV înglobat în rășină epoxidică turnată, comparat cu transformatorul de curent cu izolație din porțelan, varianta 641 (IF 20) și cu izolatoare suport pentru 22 kV cu armare interioară și exterioară (EJF Brno).

De asemenea, transformatoarele de trecere (fig. 7.29) în rășină epoxidică sînt mai mici și mai ușoare. S-a redus mult consumul de cupru pentru înfășurarea primară (tabelul 7.5) [7.10]. Marea majoritate a fabricanților străini produc transformatoare de curent tip bobină și elemente funcționale înglobate în rășină epoxidică



a b c

Fig. 7.29. Compararea mărimii transformatoarelor de curent, tip de trecere, pentru 22 kV în diferite execuții:
a — tip buclă, varianta NAS 641; *b* — tip turnat în rășină epoxidică varianta S 225; *c* — de porțelan, varianta NAD 641 (DIF 20) (EJF Brno).

turnată. Acest procedeu de fabricație, il introduc și restul fabricanților, care pînă acum nu înglobau circuitul magnetic și unele înfășurări (fig. 7.31) [7.18].

Transformatorul de curent din fig. 7.30 are elementele funcționale dispuse asemănător ca la transformatorul din fig. 7.22. Circuitul magnetic este format din tole în formă de ramă. Între bornele primare este conectată rezistența variabilă, care protejează înfășurarea primară față de undele de supratensiune.

Noul tip de transformator de curent al firmei Oerlikon este dat în fig. 7.31. Forma corpului izolant urmărește forma elementelor înglobate, adică a înfășurării primare, a miezului toroidal cu înfășurarea secundară. În partea de sus a transformatorului sînt amplasate plecările celor două înfășurări primare care permit schimbarea raportului de transformare în raportul 1:2. Comutarea se face fără deconectarea transformatorului de la barele colectoare, cu ajutorul unui comutator special. La o parte a comutatorului este clema pentru conectarea înfășurărilor în serie și pe cealaltă parte sînt două cleme pentru conectarea lor în paralel. Comutatorul este protejat pe carcasa fixată prin înșurubarea piuliței cu inel, care servește pentru prinderea transformatorului în timpul transportului.

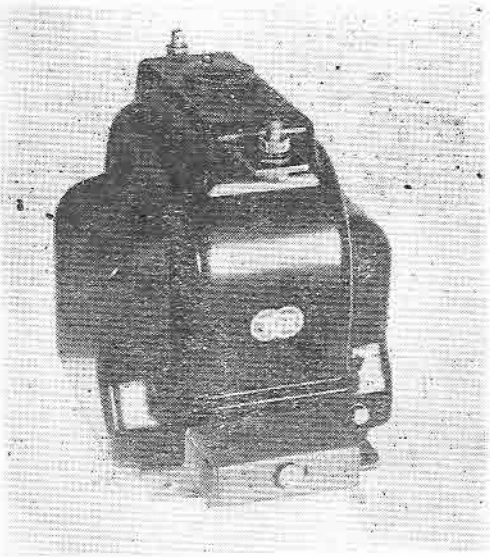
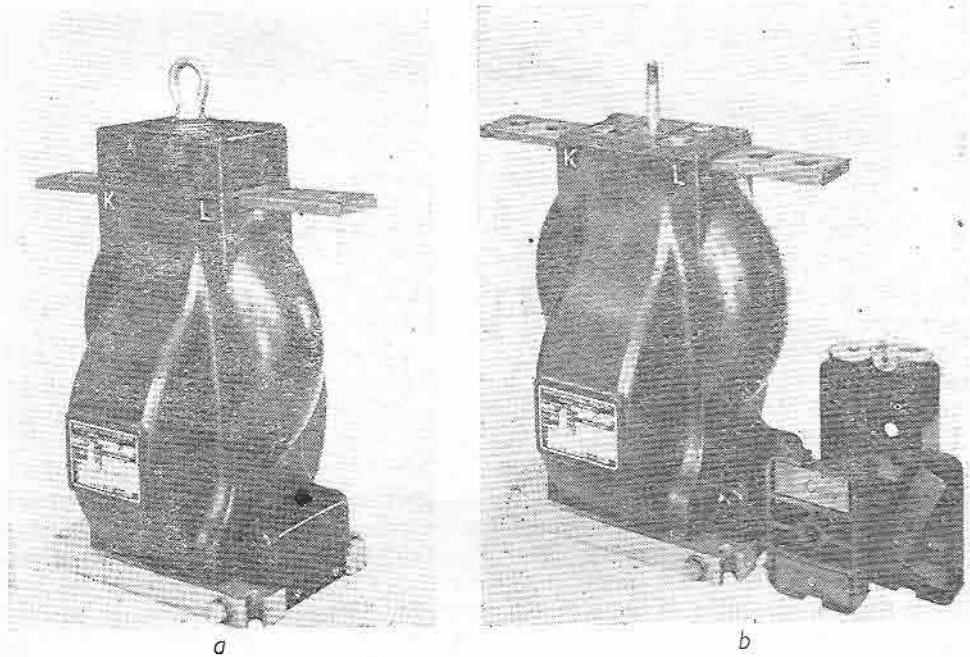


Fig. 7.30. Transformator de curent tip suport, bobină, înglobat în rășină epoxidică turnată, varianta IGS (10—30 kV), I_{1n} = 15...600 A (TUR Dresda).



a b

Fig. 7.31. Transformator de curent tip suport, bobină, înglobat în rășină epoxidică turnată, varianta JW 24 a, 20 kV, 600—1 200/5 A:

a — vedere de ansamblu; *b* — transformatorul cu placa bornelor primare comutabile demontată (Oerlikon).

Transformatoarele de curent, de trecere, orizontale, fig. 7.32 [7.20], sînt foarte mici, ușoare, cu consum minim de masă de înglobare. Ele se fabrică pentru nivele de izolație pînă la 20 kV, cu un miez sau cu două, cu diferite secțiuni ale circuitului magnetic în formă toroidală. Comutarea raportului de transformare în raportul 1:2 este realizată cu ajutorul derivațiilor scoase de la înfășurarea secundară.

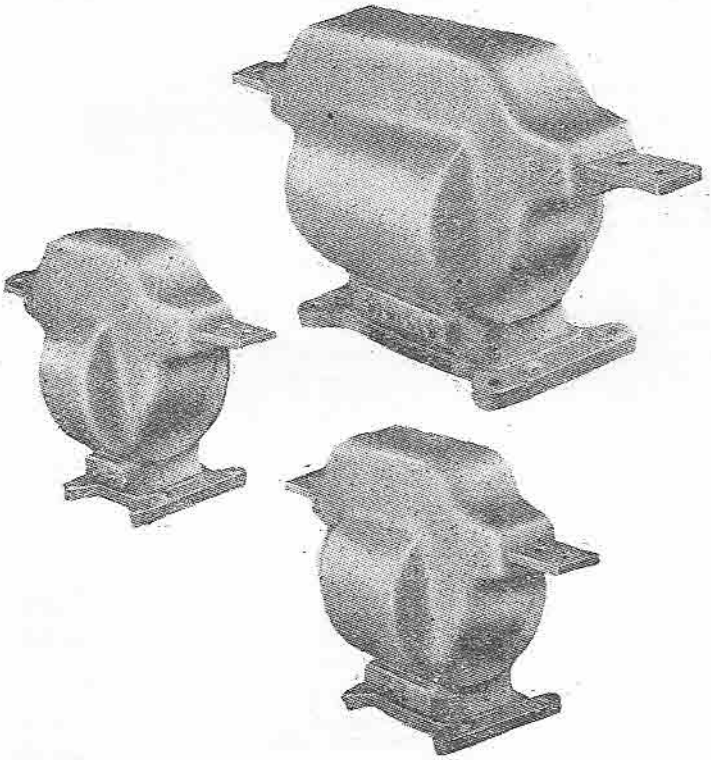


Fig. 7.32. Transformatoare de curent, tip bobină, înglobate în rășină epoxidică turnată, cu unul sau două miezuri și cu diferite secțiuni ale circuitului magnetic, varianta IC, ID, IM, 20 kV (Balteau).

Transformatoarele cu stabilitate mai mare la scurtcircuit, al căror curent limită termic poate fi pînă la de 500 ori curentul primar nominal, au tensiunea magnetomotoare primară mai mică și deci și o putere mai mică, la o clasă de precizie dată.

Transformatoarele de tensiune. Transformatoarele de tensiune în ulei, de construcție mai veche, au elementele funcționale introduse în cuva cu ulei. Bornele de înaltă tensiune sînt realizate din izolatoare de trecere tip condensator sau de porțelan, montate pe capacul cuvei. Izolația dintre înfășurările primară și secundară și față de miez este realizată dintr-un tub de hîrtie bachelizată, iar bobinele sînt înfășurate cu hîrtie de cablu în straturi de grosime corespunzătoare. Spațiul dintre straturile de hîrtie se umplu cu ulei. La fel sînt realizate și transformatoarele cu cuvă de porțelan în formă de clopot. Înainte aceste transformatoare se executau fără indicatoare de nivel și fără cutie de borne. Variațiile volumului de ulei se

echilibrau în perna de aer lăsată în partea superioară a cuvei. Controlul nivelului de ulei este foarte greoi. Transformatorul modificat, cu indicator de ulei, este prezentat în fig. 7.33.

În varianta cu cuvă din porțelan se construiesc și transformatoarele trifazate. Miezul și bobinele înfășurărilor fazelor sînt dispuse în triunghi echilateral (fig. 7.34). Transformatoarele trifazate cu punctul neutru al coloanei înfășurării primare pus

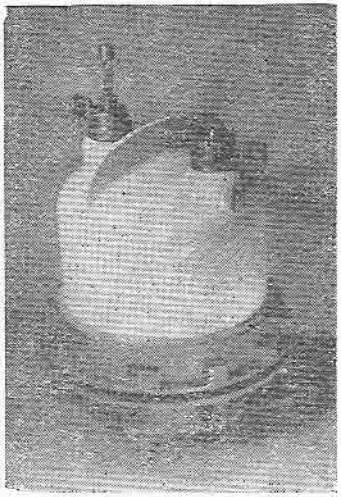


Fig. 7.33. Transformator de tensiune monofazat, cu izolație plină, în ulei, în cuvă cu indicator de ulei, varianta ONVO (10—35 kV) (EJF Brno).

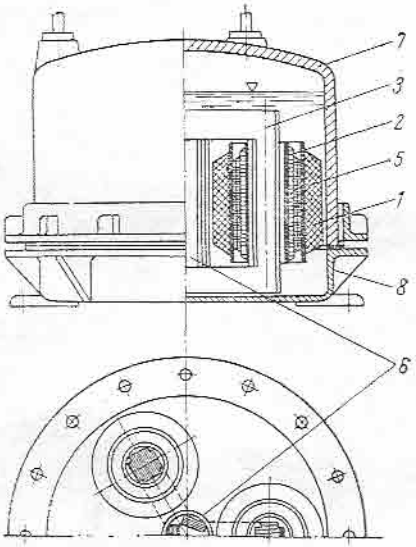


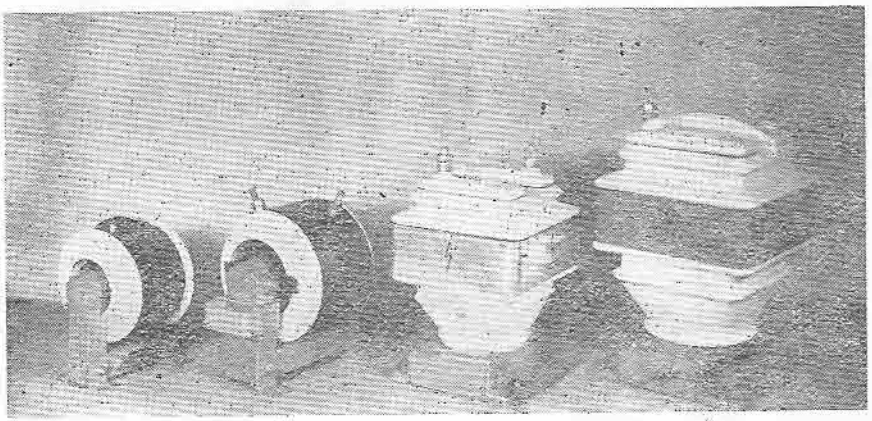
Fig. 7.34. Secțiune prin transformatorul de tensiune, în ulei, cu punctul neutru și miezul auxiliar legate la pămînt, varianta ONVP, 35 kV:
1 — înfășurarea primară; *2* — înfășurarea secundară; *3* — miezul principal; *5* — înfășurarea auxiliară; *6* — coloană auxiliară; *7* — cuva din porțelan; *8* — cuva din fontă (EJF Brno).

la pămînt sînt prevăzute cu o coloană auxiliară. Pentru semnalizarea punerii la pămînt servește înfășurarea auxiliară, repartizată pe miezul principal al fiecărei faze și legată în triunghi deschis. Fabricarea transformatoarelor trifazate este foarte complicată și pretențioasă; de aceea astăzi nu se mai construiesc și sînt înlocuite cu trei transformatoare monofazate. De asemenea, nu se mai fabrică nici transformatoare de tensiune înaltă pentru montaj în interior. Din cauza pericolului de explozie și de incendiu, ele sînt scoase treptat din funcțiune și înlocuite cu transformatoare fără ulei.

Transformatoarele de tensiune, uscate de 1 kV (fig. 7.35,*a*) nu diferă prea mult de transformatoarele de curent de joasă tensiune. Izolația dintre înfășurarea primară și secundară și cuvă o formează tubul din hîrtie bachelizată sau corpul de porțelan pe care se realizează înfășurarea primară. Asemănător este rezolvată și construcția transformatoarelor de tensiune de 35 kV (fig. 7.35,*b*). Izolația din-

tre înfășurarea primară și secundară o formează corpul de porțelan alcătuit din două părți, în care se introduc ambele bobine ale înfășurării primare, iar zona de îmbinare din exteriorul și interiorul corpului de porțelan este protejată de către tubul de hîrtie bachelizată.

Soluția constructivă cea mai complicată este la transformatoarele de tensiune de 6—22 kV. Transformatoarele de tensiune monofazate, cu izolație plină, cu corp



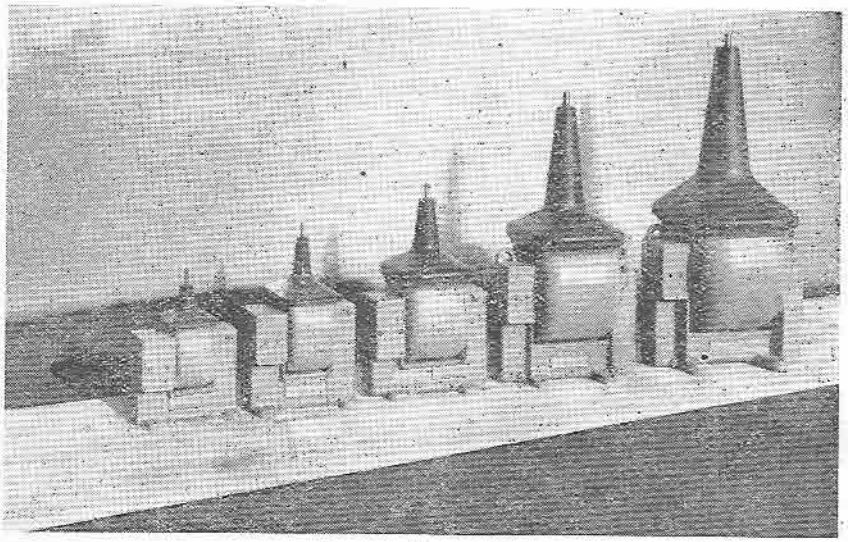
a b c d

Fig. 7.35. Seria de transformatoare de tensiune, monopolare cu izolație plină, de porțelan:
a — varianta NV 101,1 kV; *b* — varianta N V 184,3 kV; *c* — varianta NV 334,6 kV; *d* — varianta N 444,10 kV (EJF Brno).

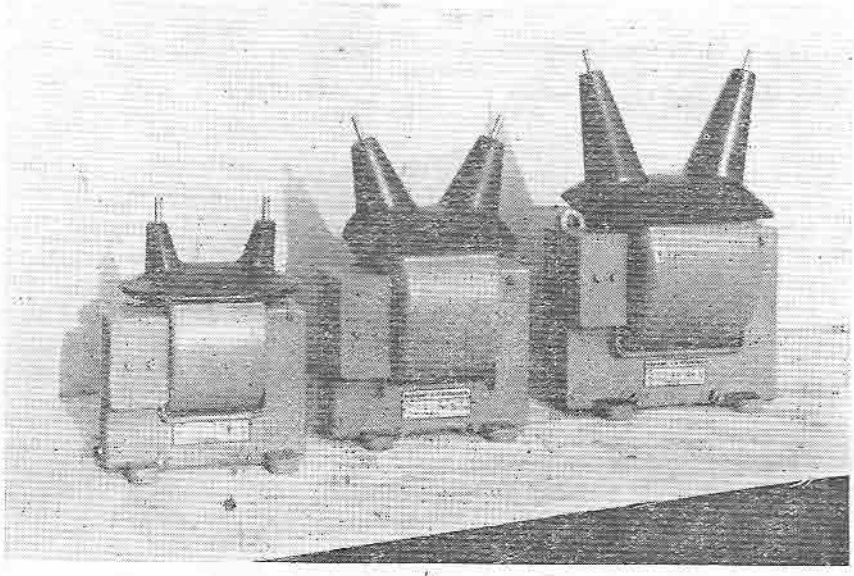
de izolație din porțelan dintr-o bucată, cu circuitul magnetic la potențialul tensiunii înalte, sînt prezentate în fig. 7.35, *c*, *d*. Înfășurarea primară este formată din două bobine, introduse în corpul de porțelan și înglobate în masa de umplere. Mijlocul înfășurării primare este conectat la circuitul magnetic. Înfășurarea secundară este introdusă în spațiul prevăzut în corpul de porțelan, între înfășurările primare (v. fig. 4.8, *d*). Pentru ca între circuitul magnetic și corpul de porțelan să nu apară ionizarea, suprafața lui este acoperită cu un strat conductor sau semiconductor. Transformatoarele cu circuit magnetic pus la potențialul înfășurării de înaltă tensiune sînt de dimensiuni mai mici, dar la montaj trebuie să se țină seama de distanța de izolație necesară.

Sînt foarte cunoscute transformatoarele de tensiune monopolare, cu izolație de porțelan (v. fig. 7.39 și 4.18). Această construcție realizată în jurul anilor 1930 [4.29] a fost foarte modernă la timpul său și în exploatare ele s-au comportat bine. Inițial transformatoarele se fabricau pentru tensiunile 3—60 kV. Mai tîrziu, producția lor s-a limitat la tensiunile 10—30 kV, eventual 35 kV. Izolația principală a acestor transformatoare o formează corpul de porțelan în formă de bobină, pe care se află înfășurarea primară.

Primul transformator de tensiune cu izolație epoxidică a fost realizat de firma Moser și Glaser (fig. 7.36) [7.15]. Aceste transformatoare au înglobate numai înfă-



a



b

Fig. 7.36. Transformatoare de tensiune monofazate, cu înfășurarea primară înglobată în rășină epoxidică:

a — transformatoare monopolare cu izolație gradată, varianta VK, tensiunea 10, 20, 30, 40, 60 kV; *b* — transformatoare cu izolație plină bipolare, varianta VKE, tensiunea 10, 20, 30 kV (Moser-Glaser).

șurările primare. Înfășurarea secundară și circuitul magnetic în formă de ramă nu sînt înglobate în rășină. Corpul izolant are fereastra vopsită cu un strat semiconductor. Într-o execuție asemănătoare se fabrică transformatoare de tensiune cu izolație gradată monopolare, pentru 45 și 60 kV și în cascadă pentru 110 kV.

Noua execuție a transformatoarelor de tensiune cu izolație plină o realizează firma Moser și Glaser cu ambele înfășurări și cu circuitul magnetic înglobate.

Un mare număr de furnizori construiesc transformatoare de tensiune cu înfășurarea primară și secundară înglobate. Circuitul magnetic în formă de ramă nu este înglobat. În fig. 7.37 este prezentat transformatorul de tensiune monofazat, cu izolație gradată monopolar. Forma corpului izolant este adaptată formei cîmpului electric (fig. 4.2, *e*). Într-o execuție asemănătoare se construiesc și transformatoare

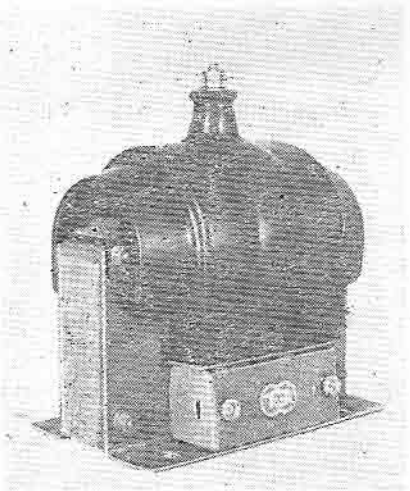


Fig. 7.37. Transformator de tensiune monofazat, izolat, monopolar, cu înfășurarea primară și secundară înglobate în rășină epoxidică turnată, varianta UEGT (10—30 kV) (TUR Dresda).

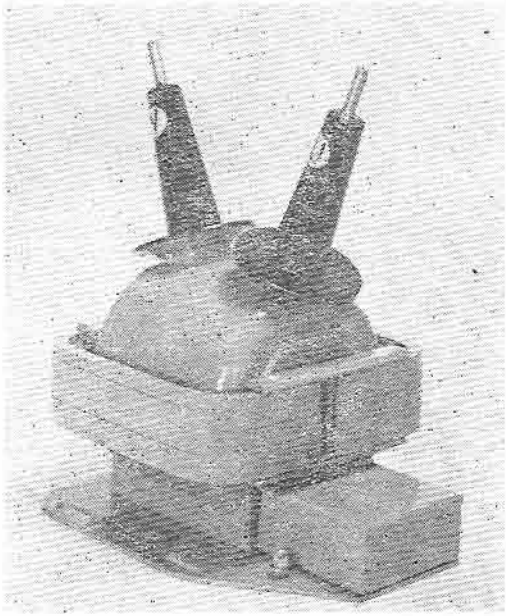


Fig. 7.38. Transformator de tensiune monofazat, bipolar, cu izolație plină, cu înfășurările primară și secundară înglobate în rășină epoxidică turnată, varianta GUB (3—15 kV) (Brown Boveri).

cu izolație plină, la care izolatoarele de trecere ale înfășurărilor primare sînt dispuse în plan transversal în formă de V. Această soluție reduce dimensiunile de gabarit și permite o amplasare mai rațională a două transformatoare în montaj.

O altă soluție constructivă pentru transformatoarele de tensiune este prezentată în fig. 7.38. Circuitul magnetic este în manta, alcătuit din tole în C, [7.36].

Utilizarea completă a proprietăților răşinii epoxidice se realizează la transformatoarele de tensiune prin înglobarea ambelor înfăşurări şi a circuitului magnetic (fig. 7.39, 4.2, *d* şi 7.40). În această soluție aparatele sînt de dimensiuni foarte mici.

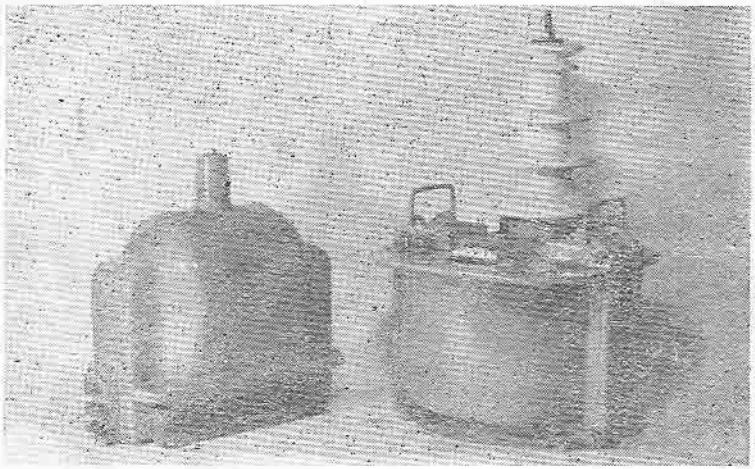


Fig. 7.39. Transformator de tensiune monofazat, cu izolație gradată monopolar, înglobat în răşină epoxidică turnată, varianta J 353, 35 kV şi transformatorul cu izolație de porțelan, varianta UF 30, 35 kV (EJF Brno).

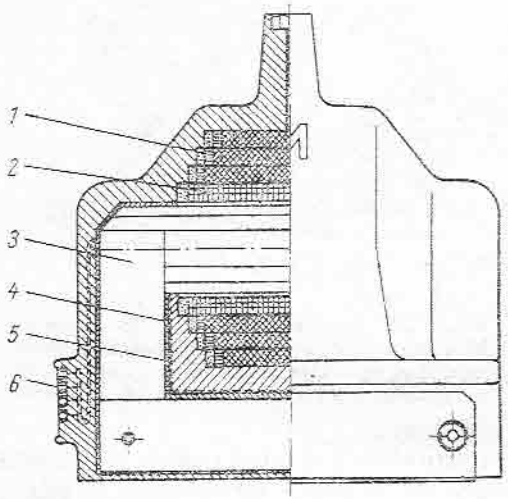


Fig. 7.40. Secțiune longitudinală prin transformatorul de tensiune monofazat, cu izolație gradată, monopolar, varianta J 353, 35 kV:

1 —înfăşurarea primară; *2* — înfăşurarea secundară şi auxiliară; *3* — circuitul magnetic; *4* — strat de elasticizare; *5* — strat de vopsea semiconductoare; *6* — placa bornelor secundare (EJF Brno).

Datorită coeficienților de dilatare termică diferiți ai răşinii şi ai elementelor înglobate, este necesară prevederea unor straturi intermediare elastice. Stratul de elasticizare, din pîslă sau cauciuc, trebuie să fie vopsit, în zona izolației principale, cu

un strat semiconductor, pentru ca la solicitarea electrică să nu apară ionizări care ar putea conduce la străpungeri electrice.

Rezistența mecanică a blocului de rășină epoxidică permite fixarea părții de jos a siguranței direct pe corpul transformatorului (fig. 7.41) [7.20].

În fig. 7.42 [7.21] este dată secțiunea prin transformatorul de tensiune trifazat, înglobat în rășină epoxidică turnată. Circuitul magnetic nu este înglobat. Izola-

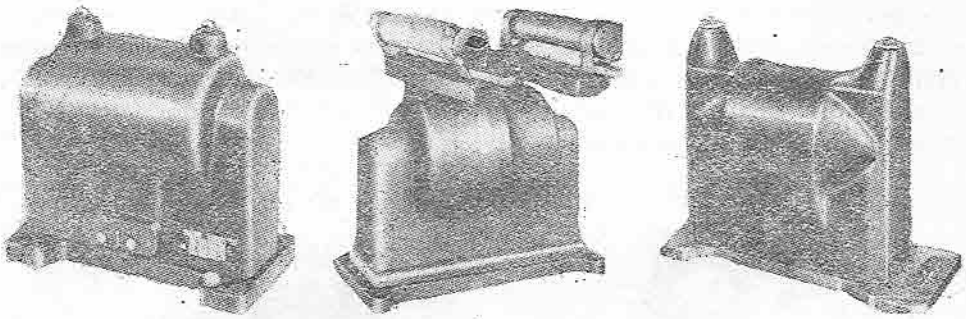


Fig. 7.41. Transformatoare de tensiune monofazate, cu izolație plină, înglobate în rășină epoxidică turnată:
a — varianta VH 6, 6 kV; *b* — varianta VH 10, 10 kV, cu siguranță de înaltă tensiune; *c* — varianta VHB 45 45 kV (Balteau).

toarele de trecere ale plecărilor înfășurării primare sînt modificate pentru introducerea siguranței de înaltă tensiune necesară protecției transformatorului. Înfășurarea este impregnată cu rășină poliesterică (§ 9.4.2). Această izolație a înfășurării se remar printr-o stabilitate mare la tensiunile de impuls. Încercînd transformatorul pentru tensiunea nominală de 11 kV, străpungerea electrică între înfășurări a

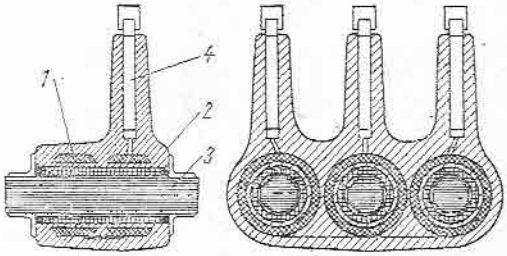


Fig. 7.42. Secțiune prin transformatorul de tensiune trifazat, cu punctul neutru izolat, ambele înfășurări sînt înglobate în rășină epoxidică turnată:
1 — înfășurarea primară; *2* — înfășurarea secundară; *3* — circuitul magnetic; *4* — siguranța de înaltă tensiune.

avut loc la tensiunea alternativă de 70 kV, 300 Hz și la tensiunea de impuls de 203 kV (undă 1/50).

Transformatoare de înaltă tensiune de tip exterior. Marea majoritate a transformatoarelor de înaltă tensiune se fabrică pentru montare în exterior. Marea dez-

voltare a stațiilor de distribuție de exterior face ca transformatoarele de tensiune de exterior să fie cerute în număr mai mare față de cele de interior, începînd chiar cu tensiunea de 10 kV.

Dintre construcțiile cunoscute, rezultate bune au dat în exploatare transformatoarele de exterior, în ulei, atît la tensiunile medii, cît și la tensiunile înalte și foarte înalte. Uleiul oferă o protecție suficientă împotriva pătrunderii umidității la înfășurări. Transformatoarele pentru montare în exterior se deosebesc de cele de interior atît în ce privește construcția internă, cît și prin forma exterioară și prin lungimea izolatoarelor de trecere. Izolatoarele de trecere de porțelan trebuie să fie prevăzute cu pălării, pentru a evita conturnările pe suprafață atunci cînd plouă. În același mod trebuie să fie realizate și izolatoarele de porțelan la transformatoarele cu cuvă din porțelan. Izolatoarele de trecere tip condensator sînt protejate cu o

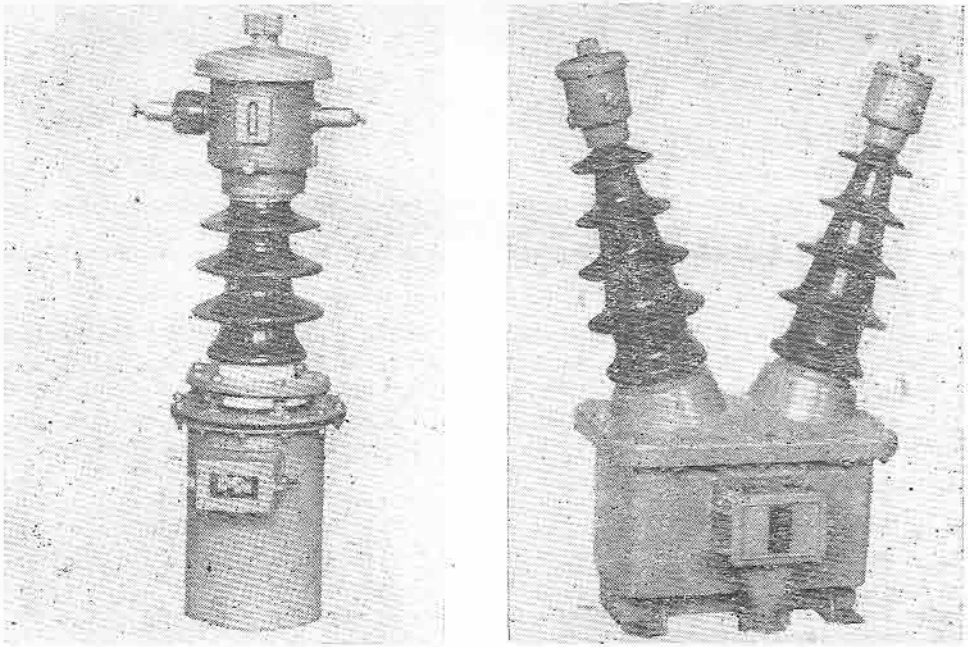


Fig. 7.43. Transformatoare de măsură, cu ulei puțin pentru montare în exterior:
a — transformator de curent, varianta J 20—2 MO, 20 kV; *b* — transformator de tensiune cu izolație plină, varianta V 30 — MO, 30—35 kV (ZGD Varșovia).

manta de porțelan. Pentru reducerea pericolului de explozie și a posibilităților de apariție a incendiului în timpul avariei, noile construcții de transformatoare cu ulei sînt realizate cu conținut mic de ulei, și de aceea sînt denumite și transformatoare cu ulei puțin (fig. 7.43). Izolația dintre înfășurările primară și secundară este formată din straturi de hîrtie de cablu impregnată cu ulei.

Alături de transformatoarele cu ulei pentru montajul în exterior se mai produc și transformatoare cu izolație de porțelan (fig. 7.44) [7.4]. Construcția înfășurărilor și a miezului este aceeași ca la transformatoarele de interior (fig. 7.23,*a*). Înfășurările și circuitul magnetic sînt fixate în cuva metalică închisă. Pentru realizarea lungimii liniei de conturnare necesară, izolatorul este prevăzut cu un număr corespunzător de pălării așa cum se prevăd uzual izolatoarele de exterior. Într-o adaptare

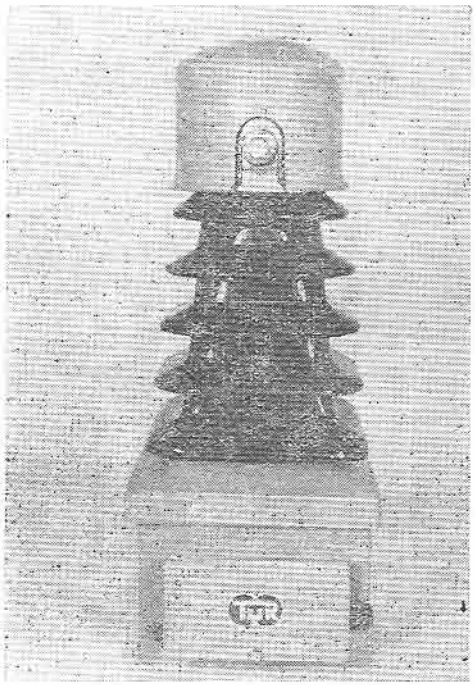


Fig. 7.44. Transformator de curent cu izolație de porțelan, pentru exterior, varianta FIPSO (20—30 kV) (TuR Dresda).

asemănătoare s-au realizat și transformatoare de tensiune monofazate cu izolație de porțelan, pentru exterior (fig. 7.39) [7.4].

Firma Oerlikon [7.19] este una din primele firme, care a folosit rășina expoxidică la transformatoarele de curent pentru montaj exterior. În jurul anului 1952, ea a realizat pentru căile ferate elvețiene transformatoare de curent, tip bară la 15 kV, înglobate în rășină epoxidică turnată, numită Orlit (fig. 7.45). Circuitul magnetic este toroidal. Transformatorul este dimensionat larg în ceea ce privește izolația. Pentru lungirea căilor de conturnare, transformatorul este prevăzut pe ambele părți ale blocului turnat cu o serie de nervuri, astfel că în condițiile nefavorabile, de ploaie, nu se ajunge la conturnări.

O atenție mărită trebuie acordată blocurilor epoxidice destinate montajului exterior, deoarece radiațiile ultraviolete ale razelor solare reduc rezistența față de descărcările superficiale. Efecte negative au și descărcările corona. Datorită ume-

zirii suprafeței și formării straturilor conductoare (apă, praf și alte impurități) apar descărcări electrice care formează pe suprafață căi conducătoare, care duc treptat la conturnare. Din aceste cauze, blocul de rășină epoxidică se protejează cu o manta de porțelan [7.24]. Între alte variante realizate, elementele componente sînt înglobate în rășină turnată și apoi sînt introduse într-o carcasă, izolatorul de trecere fiind

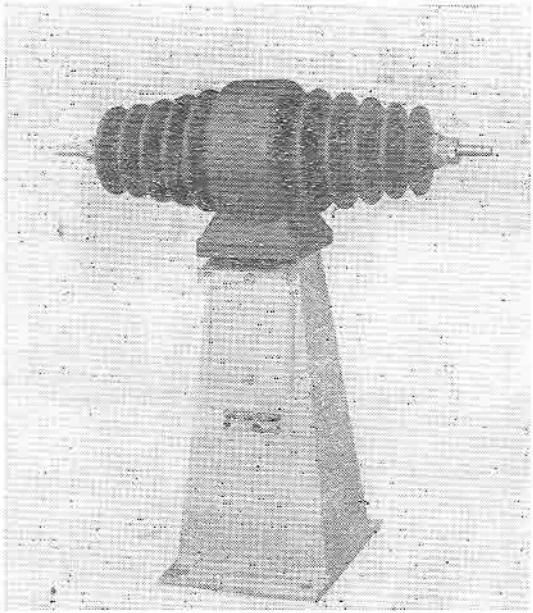


Fig. 7.45. Transformator de curent tip bară, pentru montaj exterior, înglobat în rășină epoxidică turnată, varianta DWAF 15, 15 kV, 500/5 A, 16 2/3 Hz (Oerlikon).

protejat de o cămașă din porțelan, care formează izolația exterioară de înaltă tensiune față de pămînt [7.23].

Blocul de rășină epoxidică turnată mai poate fi protejat cu ajutorul unui strat metalic depus prin pulverizare sau cu un strat de vopsea semiconductoare. Acest strat acționează ca un nivel echipotențial, astfel încît la suprafața lui nu apar solicitări electrice tangențiale [7.22]. Experiența de exploatare confirmă totuși faptul că transformatoarele pot fi folosite și fără a se mai trata suprafața blocului de rășină. Izolatorul de porțelan formează elementul principal al izolației exterioare, iar solicitarea tangențială la suprafața blocului de rășină este atît de redusă încît nu mai au loc descărcări electrice și formarea căilor conductoare. Suprafața blocului de rășină este vopsită cu un strat exterior sintetic, care îl protejează de acțiunea razelor solare. Această vopsire trebuie înnoită periodic.

Transformatoarele de măsură amintite sînt prezentate în fig. 7.46. Elementele funcționale ale transformatorului de tensiune sînt asemănătoare cu cele prezentate în fig. 7.40. Borna de înaltă tensiune este formată de către izolatorul de trecere protejat de cămașa de porțelan. La transformatorul de curent, dispunerea este inversă. Blocul din rășină epoxidică care înglobează circuitul magnetic, cu înfășurarea primară

și secundară, este fixat pe izolatorul prin care trec numai legăturile la înfășurările secundare. Izolatorul de trecere, care este și izolator suport, are cămașa exterioară din porțelan. Această soluție este mai avantajoasă din punctul de vedere al stabilității la scurtcircuit.

Folosirea rășinilor epoxidice în instalațiile electrice pentru montaj exterior continuă să fie în centrul atenției multor furnizori. În R.S.C.S. se experimentează

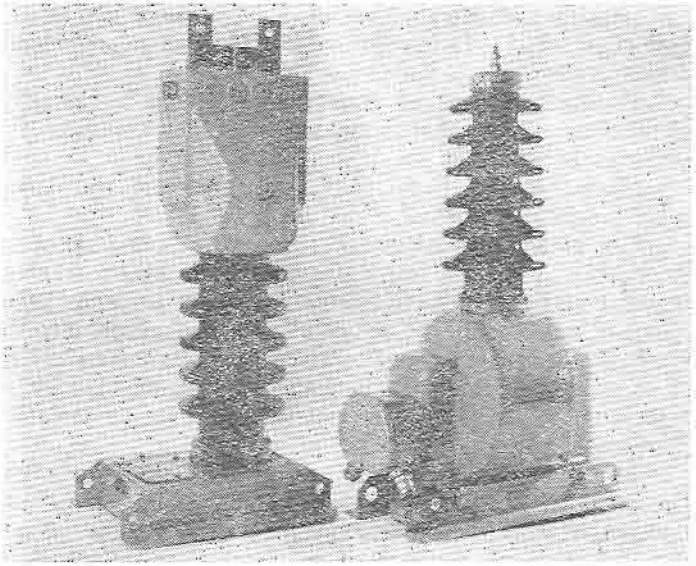


Fig. 7.46. Transformatoare de măsură pentru exterior, înglobate în rășină epoxidică turnată: *în stînga* — transformatorul de curent, varianta PV 352, 35 kV; *în dreapta* — transformatorul de tensiune monofazat, izolat monopolar, varianta JV 352, 35 kV (EJF Brno).

prototipul transformatorului de curent tip bară de 35 kV, în forma literei T, fără corp de porțelan [9.27].

Elementele din rășina epoxidică utilizate în instalațiile electrice montate în exterior pot fi protejate foarte bine și prin vopsire cu lac izocianat [7.25].

7.6.3. Transformatoare de măsură de foarte înaltă tensiune

În afară de cerințele impuse, cum ar fi gabarit și greutate mică, parametri tehnici înalți, siguranță în exploatare, un rol important îl joacă și problemele de fabricație, posibilitățile de transport, depozitare și montare.

La aceste transformatoare, izolația dintre înfășurările primare și secundare este realizată fie într-o singură treaptă, fie în cîteva trepte, adică cu izolația în cascadă (v. subcap. 4.2, fig. 7.4). Transformatoarele de curent avînd tensiuni pînă la 220 kV se construiesc în majoritatea lor cu izolația într-o singură treaptă, în timp ce izolația în cascadă este mai răspîndită la transformatoarele de tensiune. Transformatoarele de tensiune foarte înaltă se construiesc în majoritatea lor în ulei, și aceasta în varianta cu cuva metalică (fig. 7.52), elementele funcționale fiind dispuse

în vasul de ulei, plecările înfășurării primare fiind scoase prin izolatorul de trecere protejat cu cămașă din porțelan. La unele construcții (fig. 7.53), cămașa din porțelan formează în același timp și cuva. La construcțiile moderne se caută reducerea la minim a cantității de ulei; acestea sînt așa-numitele transformatoare cu ulei puțin.

La transformatoarele montate în zone climatice nefavorabile, capul metalic al izolatorului este prevăzut fie cu bușon special de ulei, fie cu un sistem special destinat a împiedica contactul cu atmosfera exterioară, care ar putea înrăutăți proprietățile izolante ale uleiului. La tipurile cu ulei puțin se recomandă realizarea acestei protecții și la transformatoarele destinate a se monta în zone climatice temperate (v. Subcap. 9.2).

Transformatoarele cu izolație de porțelan în cascadă, alcătuite din elemente asemănătoare cu ale transformatoarelor de înaltă tensiune (fig. 7.23 și 7.39) nu se mai construiesc astăzi.

Rășina epoxidică pătrunde și în domeniul transformatoarelor de măsură de tensiune foarte înaltă.

Din motive tehnologice (v. cap. 9) se construiesc transformatoare cu rășină epoxidică, cu izolația într-o singură treaptă pentru tensiuni pînă la 60 kV. Pentru tensiuni mai înalte se folosește izolația în cascadă. Dezvoltarea rapidă în acest domeniu arată că limita de 60 kV pentru izolația într-o singură treaptă poate fi crescută. În brevete și în literatura de specialitate [7.24 și 9.27], se poate observa că se pregătesc prototipuri de transformatoare de 110 kV, eventual pentru tensiuni și mai mari. Rezultate bune au fost obținute cu izolația epoxidică de suprafață Duresco [7.26].

Rășina epoxidică se folosește și la transformatoarele în ulei, deoarece prin înglobarea în rășină a anumitor părți se reduce cantitatea de ulei necesară. Prin introducerea înfășurării primare, în formă de buclă închisă sau deschisă, în rășină (fig. 5.3,*d*) se mărește rezistența la scurtcircuit a transformatoarelor de curent. O cantitate minimă de ulei se realizează în cazul folosirii izolației combinate Epolpa, la care izolația de hîrtie, impregnată în vid, cu ulei, este acoperită cu un strat de rășină epoxidică (fig. 7.58), [7.24].

Un exemplu de soluție constructivă în cascadă este transformatorul de 110 și 220 kV, realizat de ŠKODA Plzeň [7.27]. Transformatoarele pentru 220 kV se compun din două elemente constructive, fiecare din ele fiind, în esență, un transformator de 110 kV. Această soluție are, pe lîngă alte avantaje, și pe acela că transformatoarele de 220 kV se pot descompune pentru a fi transportate mai ușor (fig. 12.26), fiecare element constructiv, umplut cu ulei, se transportă independent pe vagon platformă normal. Montajul la fața locului este simplu și este suficient un palan de sarcina respectivă sau o macara de mașină.

Transformatoarele de curent pentru 110 kV (fig. 7.47) sînt realizate ca o cascadă simplă cu două nivele de izolație, cu trei trepte de transformare, două din ele corespund nivelelor de izolație, iar a treia este un set de plecare în care puterea cascadei se împarte pe două plecări secundare (pentru măsură și pentru protecție). Izolațiile principale sînt realizate din așa-zisa izolație rigidă, adică izolație realizată dintr-un sistem de tuburi izolante de hîrtie bachelizată cu inele unghiulare din carton presat și canale de ulei. Înfășurarea primară este comutabilă în raportul 1:2:4, aceasta făcîndu-se pe placa de borne ce se află în corpul dispus în partea de sus a

izolatorului cuvă și care este umplut cu ulei de transformator. Transformatoarele de curent la 220 kV (v. fig. 11.25) se construiesc în cascadă, cu patru trepte de izolație și cinci trepte de transformare, ultima formînd setul de ieșire (v. fig. 3.58 și 4.5).

Transformatoarele de tensiune pentru 110 kV se construiesc sub forma unor cascade simple cu două trepte de izolație și două trepte de transformare (fig. 7.48).

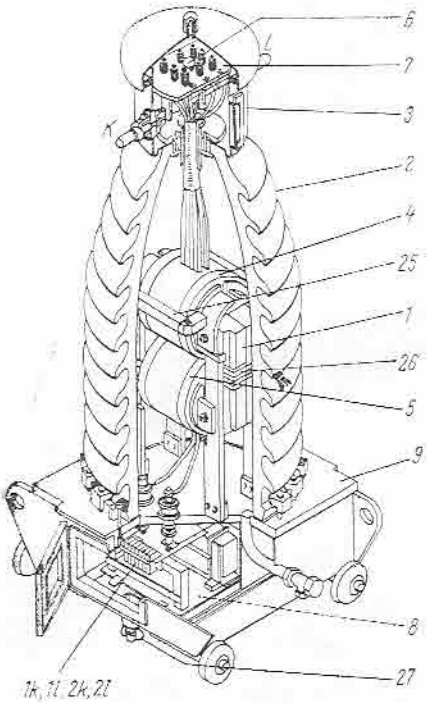


Fig. 7.47. Transformatorul de curent, varianta 2JO 110 Z, 110 kV:
2 — izolatorul; *4* — înfășurarea primară; *5* — înfășurarea secundară; *7* — placa de borne primare pentru comutarea în raportul 1: 2: 4; *3* — capul izolatorului; *9* — căruciorul; *25* — transformatorul de premagnetizare; *26* — înfășurarea de premagnetizare a cascadei (ŠKODA Plzeň.)

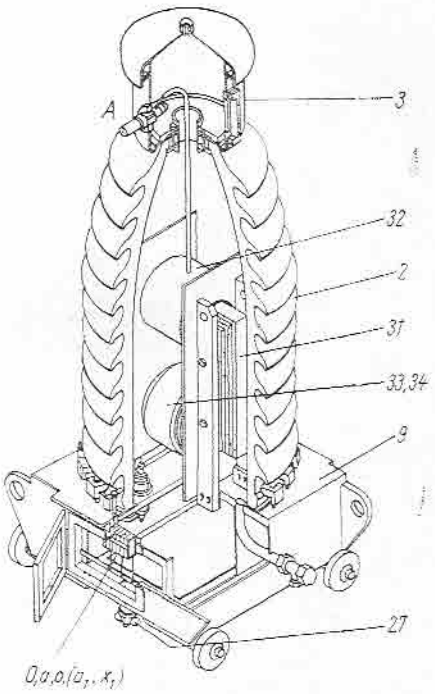


Fig. 7.48. Transformatorul de tensiune, varianta COF 110 Z, 110 kV, 180 VA, Cl 0,2
2 — izolatorul; *9* — căruciorul; *32* — înfășurarea primară; *33, 34* — înfășurarea secundară (ŠKODA Plzeň)

Înfășurarea primară de tip stratificat repartizată uniform pe două miezuri este ecranată, ceea ce o face nerezonantă la supratensiuni de impuls. Izolația principală și izolația dintre straturi sînt realizate din hîrtie de cablu impregnată cu ulei de transformator.

Transformatoarele de tensiune de 220 kV sînt realizate în cascadă cu patru trepte, compuse din două transformatoare de tensiune de 110 kV (v. fig. 12.26).

Pentru același nivel de izolație, forma exterioară a transformatoarelor de curent și de tensiune este aproape aceeași. Diferă doar ca detalii și ca amplasare a bornelor

primare; aceasta permite rezolvarea unitară a fundațiilor din stațiile de distribuție, a instalației de transport, a ambalajului, a interschimbabilității unor piese de rezervă identice și altele.

Transformatorul de curent tip suport, în ulei, cu izolația într-o treaptă, pentru tensiunea de 66,110 și 132 kV, realizat de ČKD Praga, este dat în fig. 7.49 [7.28].

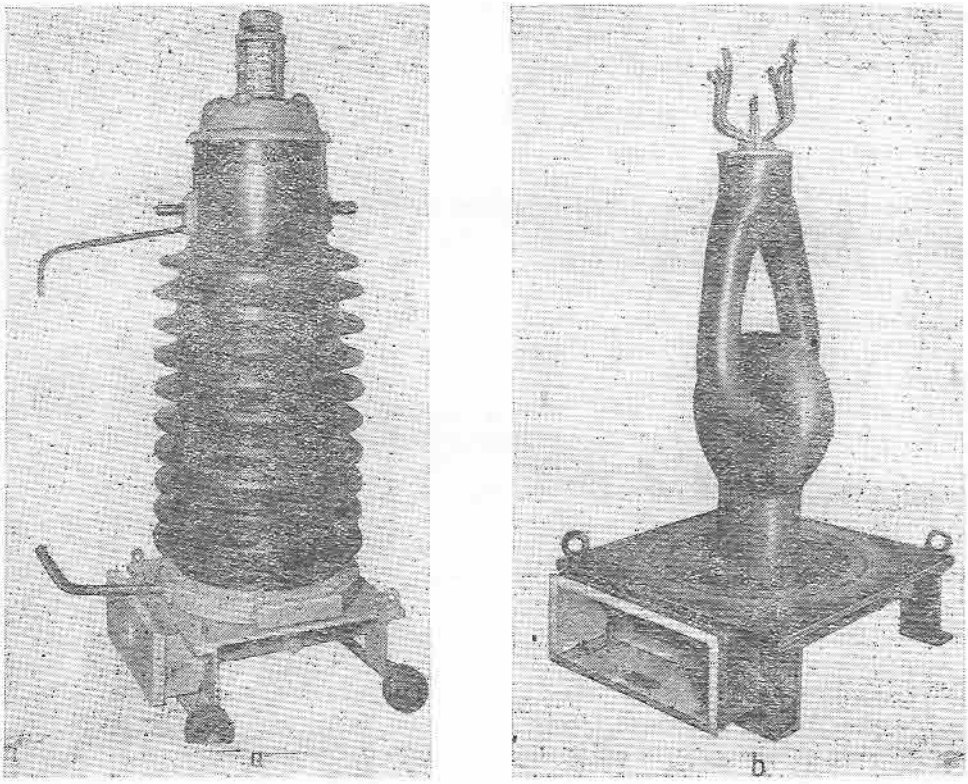


Fig. 7.49. Transformatorul de curent, varianta OPV 262 (66—132 kV):
a — vedere generală; *b* — partea interioară (ČKD Praga).

Aceasta este așa-zisa construcție cu toroizi încrucișați, la care izolația principală este împărțită în două, fiecare din ele suportînd o jumătate de tensiune între circuitul primar și secundar. O parte o formează izolația înfășurării primare, realizată în forma de toroid, înfășurat cu un strat de hîrtie de cablu. A doua parte a izolației, tot din hîrtie de cablu, este izolația miezurilor toroidale pe care se află înfășurările secundare. Transformatoarele se realizează cu două înfășurări secundare, una pentru măsură, a doua pentru protecție. Înfășurarea primară constă dintr-un fascicul de cabluri din cupru și este dispusă în două ramuri pentru comutarea raportului de transformare în raportul 1:2. Placa de borne de comutare este montată în capul

izolatorului. Cuva transformatorului este formată din izolatorul de porțelan, ce se termină cu capul izolatorului, cu care formează un singur corp. În partea de sus, transformatorul este prevăzut cu indicator de nivel de ulei. Bornele primare sînt scoase în partea de sus a izolatorului.

Aceeași formă exterioară o au și transformatoarele de tensiune (fig. 7.50), iar pentru același nivel de izolație fundațiile pentru ambele tipuri de transformatoare

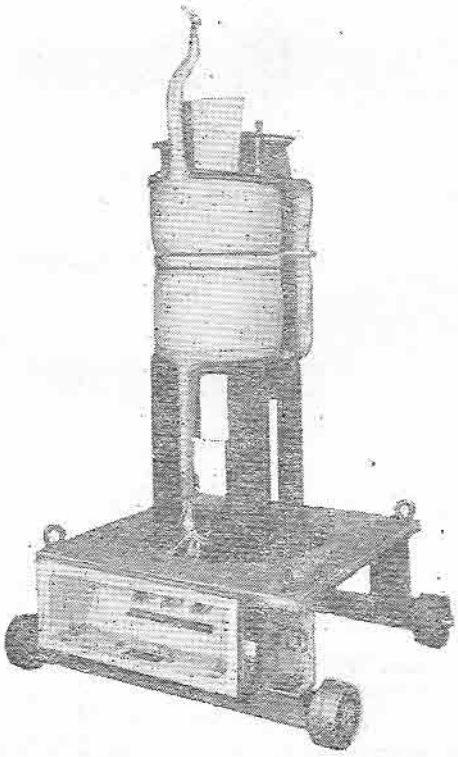


Fig. 7.50. Transformatorul de tensiune OPJ 262, 66, 110 și 182 kV, 120 VA, Cl 0,2, fără izolatorul cuvă (ČKD Praga).

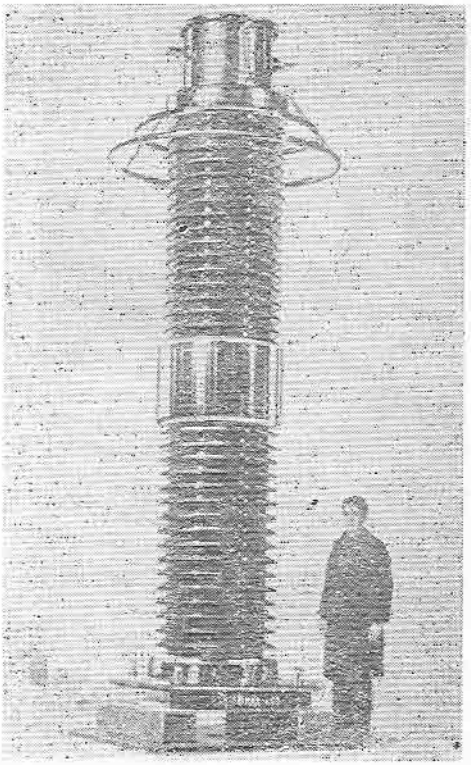


Fig. 7.51. Transformatorul de curent TFNKD 500, I_{1n} = 500...1 000...2 000 A (ZVA Zaporojie U.R.S.S.).

sînt aceleași. Această soluție este avantajoasă și din punctul de vedere al fabricației, deoarece se reduce numărul pieselor diferite. Pentru ușurința realizării izolației principale, circuitul magnetic se află sub o tensiune egală cu jumătate de tensiune dintre borna primară și pămînt.

Într-o construcție asemănătoare cu cea din fig. 7.49 se realizează în străinătate transformatoare de curent cu izolația într-o singură treaptă, cu toroizi încrucișați, pentru tensiuni de 220 kV. Pentru tensiuni mai înalte, izolația este realizată în două trepte (fig. 7.51). Acest tip a fost inițial realizat pentru 400 kV și apoi recon-

struit pentru tensiunea de 500 kV [7.29]. El este împărțit în două părți, fiecare din ele se transportă separat și umplut cu ulei, asemănător cu cel realizat în fig. 12.26.

Un exemplu de concepție modernă pentru transformatorul de curent de foarte înaltă tensiune, cu conținut mic de ulei, este transformatorul realizat de ZGD Varșovia [7.30]. Transformatoarele de 110 kV au cuvă metalică independentă, în care se află miezurile toroidale cu înfășurarea secundară; înfășurarea primară are forma

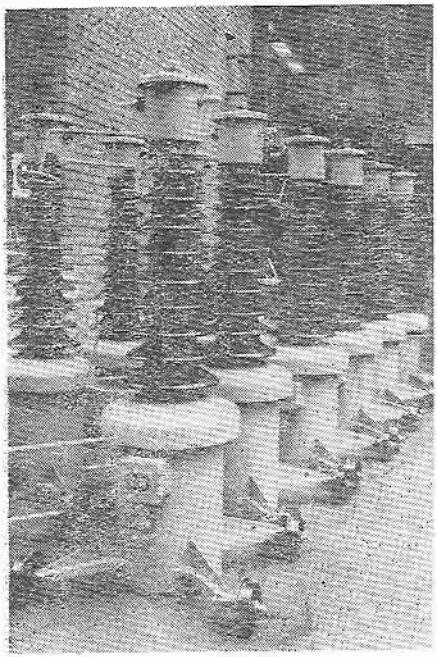


Fig. 7.52. Transformatorul de curent tipul J 110-3, 110 kV (ZGD Varșovia).

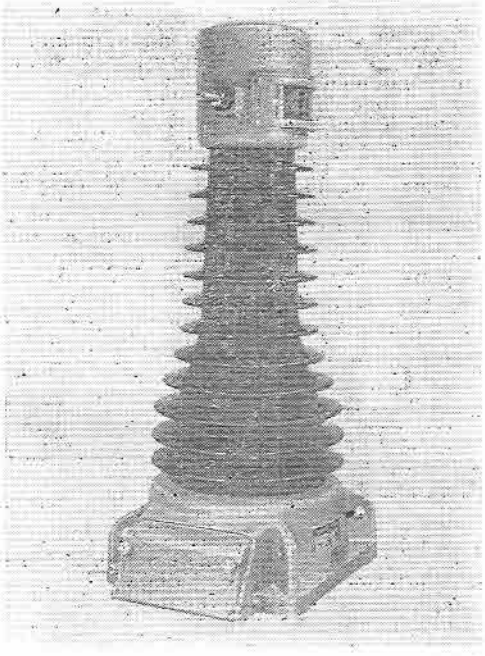


Fig. 7.53. Transformatorul de curent, în ulei, varianta OSWF 110, 110 kV (Ritz).

de buclă închisă cu plecările realizate prin izolatorul subțire, care are la capătul său capacul cu placa bornelor primare (fig. 7.52). Construcția normală este cu trei înfășurări secundare independente. Izolația principală este realizată din hîrtie de cablu impregnată cu ulei de transformator. Transformatoarele de 220 kV (v. fig. 4.4) au izolatorul în formă de trunchi de con, în a cărui parte inferioară sînt dispuse cele trei circuite magnetice cu înfășurările secundare respective. Înfășurarea primară, în formă de buclă deschisă, este izolată cu hîrtie de cablu și rigidizată pentru a rezista la eforturile de scurtcircuit, fiind comutabilă în raportul 1:2:4. Izolația principală este realizată pe principiul izolatorului de trecere tip condensator; tensiunea este repartizată cu ajutorul armăturilor de condensator din folii de aluminiu (v. fig. 4.9).

Transformatorul de curent în ulei pentru 110 kV este indicat în fig. 7.53 [7.7]. Caracteristic pentru această construcție este fixarea fără șuruburi a cuvei de porțelan de rama de bază. Forma porțelanului este adaptată elementelor interne. Transfor-

matorul are capacul închis etanș. În partea laterală a capacului este placa bornelor de comutare, acoperită cu un căpăcel transparent, care permite oricînd să se verifice la ce raport de transformare este conectat transformatorul. Comutarea raportului de transformare în raportul 1:2:4 se realizează fără deconectarea transformatorului. Izolația internă, constînd din hîrtie impregnată cu ulei în vid, este realizată ca un izolator de trecere tip condensator cu armături echipotențiale pentru repartiția uniformă a tensiunii. Firma Ritz produce aceste transformatoare de curent cu izolația

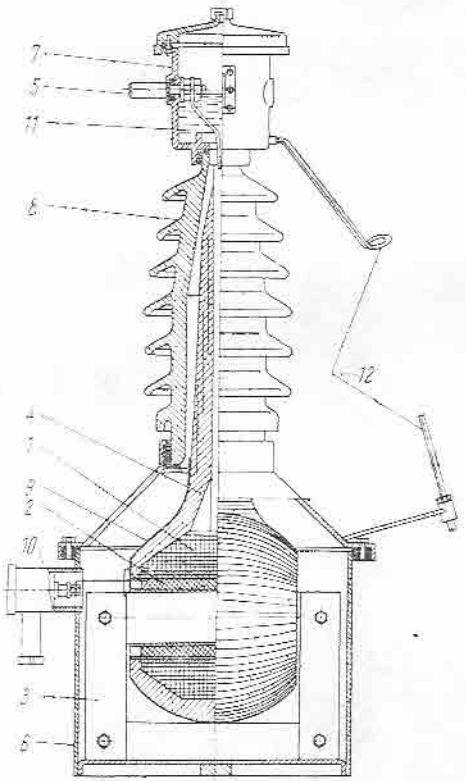


Fig. 7.54. Transformatorul de tensiune, varianta U 60-1 MO, 60 kV:
1 — înfășurarea primară; *2* — înfășurarea secundară; *3* — circuitul magnetic; *4* — izolația înfășurării primare și a plecărilor față de pămînt; *6* — cuva; *8* — izolatorul; *9* — ecran (ZGD Varșovia).

într-o singură treaptă, pentru tensiuni pînă la 380 kV, cu una sau mai multe înfășurări secundare.

Transformatorul de tensiune cu cuvă metalică cu izolator subțire, în care sînt numai plecările la bornele primare, în timp ce înfășurarea și circuitul magnetic sînt amplasate în cuvă, este prezentat în fig. 7.54.

Transformatoare de tensiune, cu ulei puțin, pentru 110 și 220 kV, cu izolația într-o singură treaptă se construiesc și la Fabrica de transformatoare VEB Karl Liebknecht, Berlin—Oberschöneweide [7.32 și 7.33]. Transformatoarele pentru tensiuni mai mari de 220 kV se realizează ca o cascadă cu cîteva trepte, alcătuită din elemente de 110, eventual 220 kV.

Firma elveţiană Brown Boveri a realizat, pentru prima dată în lume, transformatoare de măsură pentru tensiunea de 750 kV (fig. 7.55), [7.34 şi 7.36]. Transformatorul de curent constă din două elemente (fig. 7.56), fiecare din ele fiind pentru tensiunea de 380 kV, cu toroizi încrucişaţi şi cu izolaţia într-o singură treaptă [7.45]. Transformatorul de tensiune este o cascadă în patru trepte. Treptele indivi-

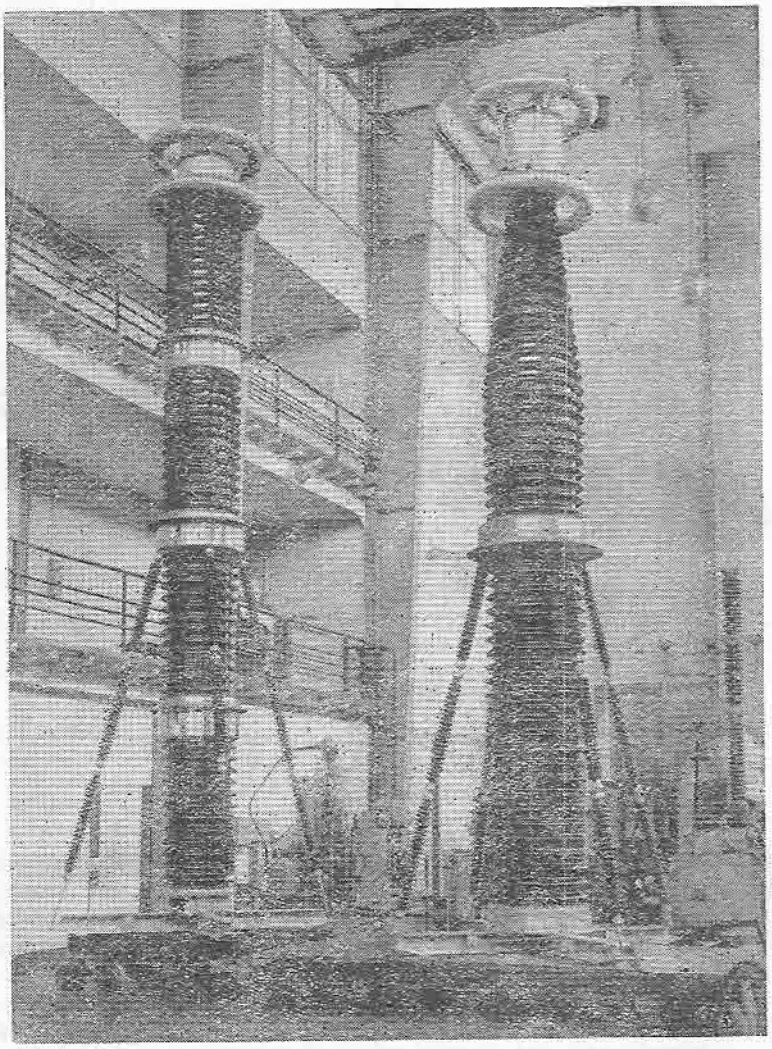


Fig. 7.55. Transformatoare de măsură pentru 750 kV. În stînga — transformatorul de tensiune, în dreapta — transformatorul de curent (Brown Boveri).

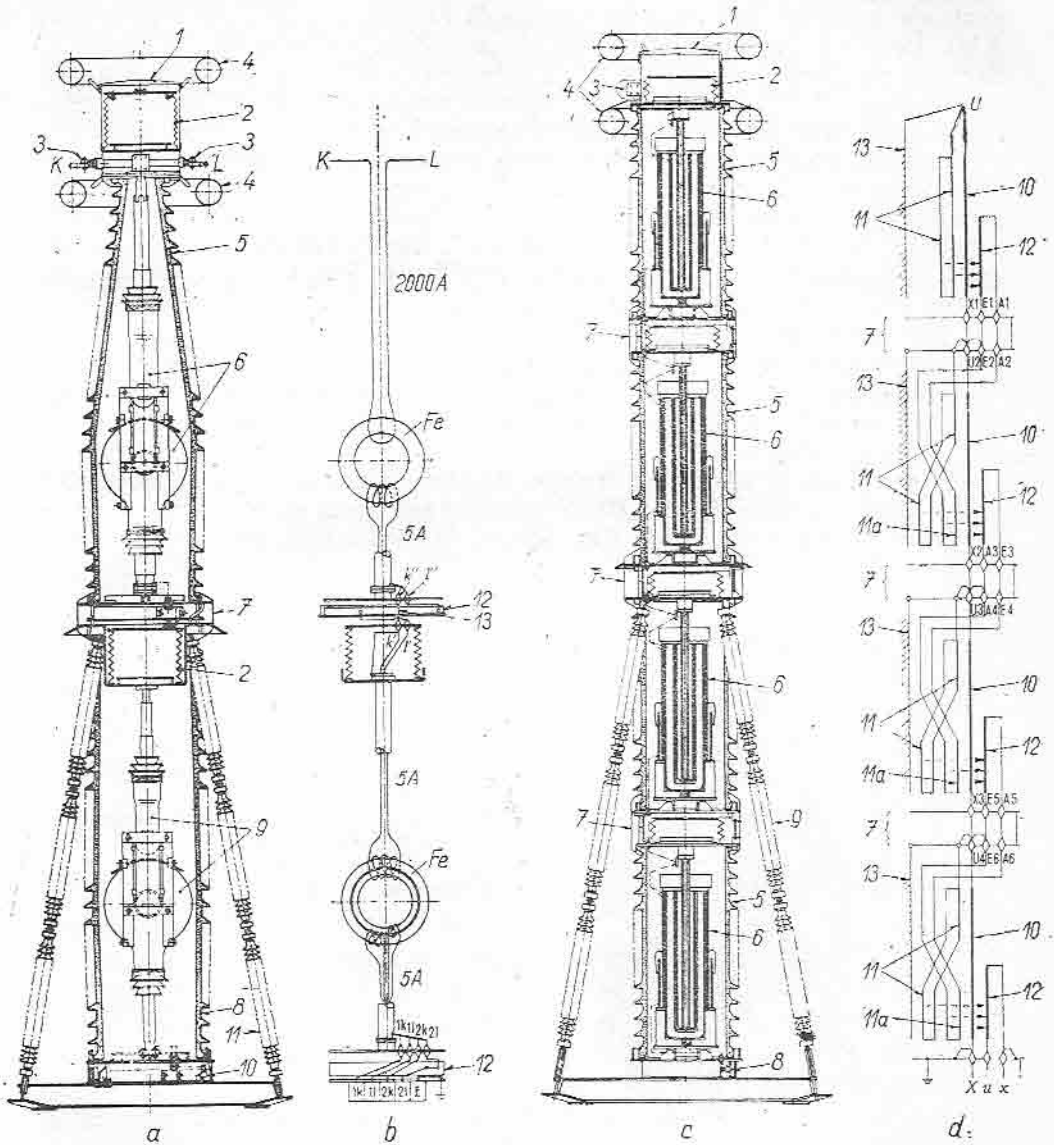


Fig. 7.56. Dispoziția internă și schema de legături a transformatoarelor de măsură pentru 750 kV:

a, b — transformatorul de curent; *1* — capacul anexat; *2* — membrană; *3* — bornele primare; *4* — inele de ecranare; *5,8* — carcasa de porțelan a părților superioară și inferioară; *6,9* — elementele funcționale ale părții superioare și inferioare; *7* — partea intermediară; *10* — bornele secundare și de legare la pământ; *11* — izolatoarele de ancorare; *12* — instalația de compensare; *13* — îmbinarea ambelor elemente;

c, d — transformatorul de tensiune; *1* — capul anexat; *2* — membrană; *3* — borna primară; *4* — inelul de ecranare; *5* — carcasa de porțelan; *6* — elementele funcționale; *7* — îmbinarea elementelor individuale; *8* — bornele secundare și de legare la pământ; *9* — izolatoarele de ancorare; *10* — înfășurarea primară; *11, 11 a* — înfășurarea de legătură; *12* — înfășurarea secundară; *13* — miezul (Brown Boveri).

duale sînt realizate după construcția cunoscută cu miez tip bară [7.37], (v. subcap. 3.18). Înălțimea transformatorului este de peste 8 m. Pentru mărirea stabilității, flanșa intermediară este ancorată cu patru lanțuri de izolatoare tip bară, prinse de rama de bază în formă de cruce. La aceste prototipuri au fost realizate o serie de probe, în special de izolație, pentru cîștigarea experienței necesare construcției aparatelor pentru tensiune foarte înaltă, care se preconizează a se utiliza pentru transmiterea puterilor colosale la distanțe mari. Transformatoarele au fost încercate în stare uscată și sub ploaie cu tensiune alternativă de 1050 kV, cu undă de impuls plină de 2400 kV și cu undă de impuls tăiată de 2750 kV. Raportul nominal de transformare al transformatorului de tensiune este $750\,000/\sqrt{3}/100/\sqrt{3}$ V, iar la puterea nominală de 300 VA, erorile sînt în clasa de precizie 0,5.

Transformatoarele de măsură pentru tensiune foarte înaltă, înglobate în rășină epoxidică turnată, cu izolația într-o singură treaptă, se construiesc în mod curent pentru tensiuni pînă la 60 kV. Avantajele transformatoarelor înglobate în rășină epoxidică turnată sînt: dimensiuni mici, greutate mică și eliminarea uleiului din stațiile de distribuție.

Firma Moser și Glaser construiește transformatoare de tensiune monopolar izolate, pentru tensiuni de 45 și 60 kV avînd aceeași formă și construcție ca transformatoarele de tensiune înaltă (fig. 7.36,*a*). În rășină epoxidică este înglobată

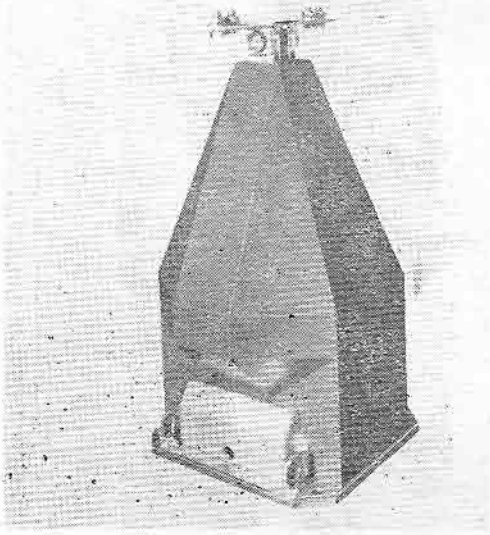


Fig. 7.57. Transformatorul de curent tip suport, înglobat în rășină epoxidică, varianta GI 72,5 k,60 kV, factorul de transformare 50—100/5/5/5 A (Brown Boveri).

numai înfășurarea primară. Înfășurarea secundară și circuitul magnetic nu sînt înglobate în rășină epoxidică. Pentru tensiunea de 110 kV se conectează două transformatoare de 60 kV în cascadă [7.24].

Transformatoarele cu ambele înfășurări și cu circuitul magnetic înglobate în rășină epoxidică sînt de dimensiuni foarte mici [7.15, 7.18 și 7.36]. În fig. 7.57 este

prezentat transformatorul de curent tip suport, din seria 60 kV. Schimbarea raportului de transformare în raportul 1:2 se realizează prin conectarea în serie sau în paralel a două ramuri ale înfășurării primare cu ajutorul prizelor scoase la înfășurarea secundară. Transformatorul are trei înfășurări secundare independente.

Firma Balteau construiește transformatoare de tensiune cu izolație plină, pentru tensiunea de 45 kV (fig. 7.41,*c*), iar pentru 60 kV realizează transformatoare de curent

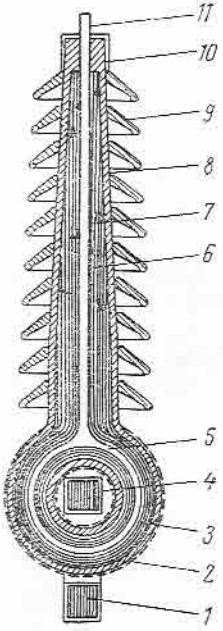


Fig. 7.58. Transformator de curent cu izolație Epolpa:
1 — circuitul magnetic; *2* — stratul conductor de legare la pămînt; *3* — izolația de hîrtie impregnată cu ulei; *4* — înfășurarea secundară; *5* — înfășurarea primară; *6,7* — armătură de condensator; *8* — acoperire din rășină epoxidică; *9* — pălării ceramice ; *10* — cap; *11* — borna înfășurării primare.

tip bară și transformatoare de tensiune izolate monopolar. Ambele înfășurări împreună cu circuitul magnetic sînt înglobate în rășină epoxidică [7.20].

Transformatorul de curent cu izolație combinată tip Epolpa este indicat în fig. 7.58, [7.24]. Elementul principal al izolației principale îl formează hîrtia impregnată cu ulei, sub vid. Izolația din hîrtie este acoperită cu un strat de rășină epoxidică, care prin solidificare se contractă și aderă la izolația de hîrtie. Cantitatea de ulei este minimă. La transformatoarele destinate pentru exterior, pe corpul izolatorului de trecere se montează pălării de porțelan.

Reducerea spațiului de construcție al instalațiilor de distribuție impune condiții speciale și pentru noile construcții de transformatoare. Una din căile de reducere a spațiului este combinarea transformatoarelor de curent și tensiune (v. subcap. 8.2). Transformatorul de tensiune poate fi capacitiv. O altă metodă este adaptarea transformatoarelor de curent și de tensiune pentru montajul în perechi.

În fig. 7.59 este prezentată perechea de transformatoare de curent și tensiune, cu ulei puțin, în cuvă comună și cu circuit separat de curent și de tensiune. Capul de expansiune prevăzut cu membrană de etanșare, montat în partea superioară a transformatorului de curent, este comun și pentru transformatorul de tensiune [7.38 și 7.39]. Pentru montaj în perechi, firma Siemens—Halske produce transformatoare de măsură pentru tensiuni pînă la 220 kV. Fiecare transformator are cuva sa proprie.

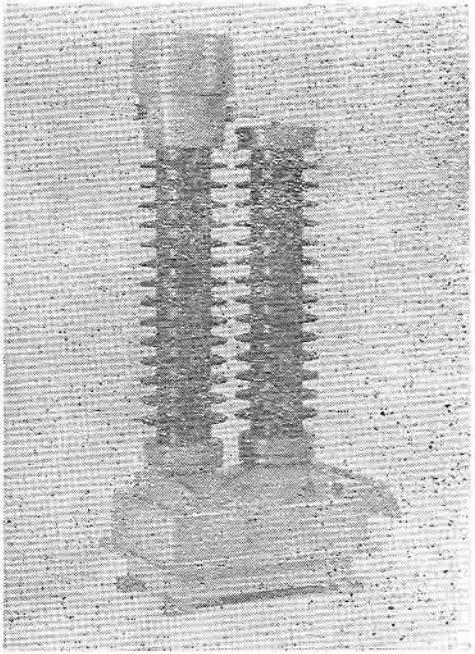


Fig. 7.59. Pereche de transformatoare de măsură cu ulei puțin, în cuvă comună, varianta AVTOP 110, 110 kV. *În stînga* — transformatorul de curent, *în dreapta* — transformatorul de tensiune (Siemens Halske).

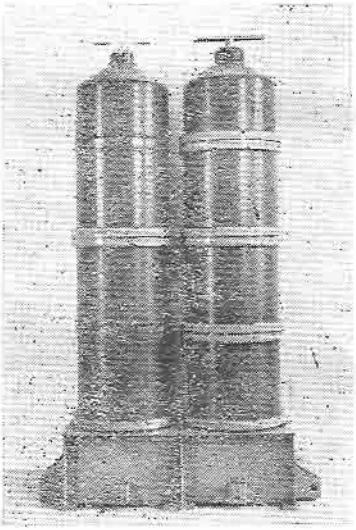


Fig. 7.60. Pereche de transformatoare de măsură pentru montaj interior, cu izolație din rășină epoxidică turnată, 110 kV. *În stînga* — transformatorul de curent, *în dreapta* — transformatorul de tensiune (Messwandler-Bau, Bamberg).

Perechile de transformatoare de curent și tensiune, produse de firma Messwandlerbau, Bamberg, sînt prezentate în fig. 7.60. Elementele independente ale transformatoarelor sînt introduse în rășină epoxidică, iar în exterior sînt protejate de o carcasă tot de rășină epoxidică, realizată prin turnare centrifugată (fig. 9.18). Transformatoarele destinate montajului în exterior au carcasa vopsită cu lac izocianat [7.25] sau sînt prevăzute cu o cămașă din porțelan.

8 Transformatoare speciale

8.1. Transformatoare capacitive de tensiune

8.1.1. Funcțiile și proprietățile de bază

Pentru măsurarea tensiunilor înalte și foarte înalte, în locul transformatoarelor inductive de tensiune se pot folosi transformatoarele capacitive. Cea mai simplă schemă este indicată în fig. 8.1,*a*, unde miliampermetrul măsoară curentul ce trece prin condensator, care este direct proporțional cu tensiunea măsurată

$$I_C = U\omega C \qquad [\text{A; V, Hz, F}]. \tag{8.1}$$

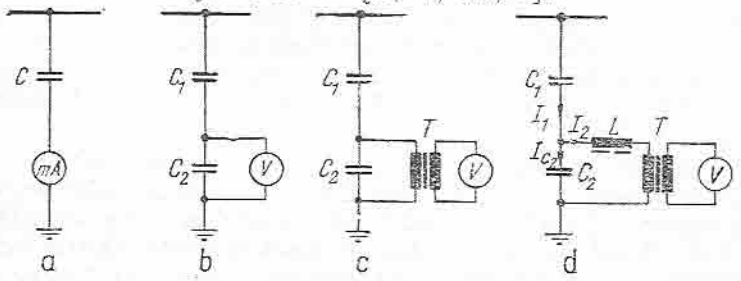


Fig. 8.1. Măsurarea tensiunii înalte cu ajutorul condensatorului:
a — condensator cu miliampermetru; *b* — divizor capacitiv cu voltmetru electrostatic *c* — divizor capacitiv cu transformator coborîtor *T*; *d* — divizor capacitiv cu transformator coborîtor *T* și bobină de amortizare *L* pentru compensare.

Drept condensator se poate folosi izolatorul de trecere tip condensator, la a cărui ultimă armătură este conectat aparatul de măsurat. Această metodă de măsurare se folosește pentru controlul informativ al tensiunii, indicarea punerii la pămînt și pentru sincronizarea sistemelor de bare legate în paralel. Avînd în vedere capacitatea mică a izolatoarelor de trecere tip condensator, este necesar ca și consumul aparatelor de măsurat să fie mic. Dezavantajul acestei conexiuni este faptul că, la o formă distorsionată a undei de tensiune alternativă, armonicele superioare sînt mult mărite în curentul măsurat, din cauza conexiunii în serie cu condensatorul. În afară de aceasta, trebuie spus că o dată cu întreruperea conexiunii de la borna de legare la pămînt a miliampermetrului, aparatul se găsește sub tensiune înaltă sau foarte înaltă.

Aceste dezavantaje se înlătură parțial prin utilizarea condensatoarelor ca divizoare de tensiune (fig. 8.1, *b*). Această metodă se folosește foarte des pentru măsurarea tensiunilor înalte și foarte înalte, în laboratoare, în cadrul încercărilor izolațiilor cu curent alternativ. În locul miliampermetrului care are un consum relativ mare, este mai avantajos voltmetrul electrostatic, al cărui consum practic este zero. Dacă se neglijează consumul aparatului de măsurat, raportul de divizare a tensiunii de către divizorul capacitiv este dat de relația

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{C_1 + C_2}{C_1} = 1 + \frac{C_2}{C_1} = k_{uC} \text{ [V, F]}. \tag{8.2}$$

Aparatul de măsurat se poate conecta la divizorul capacitiv de tensiune prin intermediul transformatorului coborîtor T (fig. 8.1, *c*). Pentru obținerea rezonanței de curent, cînd curentul I_2 atinge valoarea maximă pentru un anumit curent I_1, se mărește inductanța transformatorului coborîtor prin adăugarea bobinei L (fig. 8.1, *d*). Această schemă reprezintă în esență un transformator capacitiv de tensiune, a cărui folosire este mult răspîndită în unele țări, în special în rețelele de tensiune foarte înaltă (fig. 8.2).

Transformatorul capacitiv de tensiune are o serie de avantaje față de cel inductiv. Izolația divizorului capacitiv poate fi ușor realizată, deoarece repartiția tensiunii pe elementele separate este practic liniară. Capacitatea mare și inductanța neglijabilă acționează favorabil și la supratensiunile de impuls. În cazul uzării vreunui element nu se deteriorează întreg aparatul și nici nu se extinde defectul la alte instalații. Transformatoarele capacitive de tensiune sînt de multe ori mai ieftine pentru tensiunea de 110 kV, mai ales în acele cazuri în care divizorul capacitiv servește simultan și drept condensator de legătură pentru telefonia de înaltă frecvență (fig. 8.3).

Transformatorul capacitiv de tensiune (v. fig. 8.8) constă din divizorul capacitiv cu condensatoarele C_1 și C_2 și instalația de ieșire, formată din bobina de compensare L, conectată înainte sau după transformatorul coborîtor inductiv T. Instalației de ieșire îi mai aparține instalația de ajustare pentru reglarea transformatorului capacitiv în clasa de precizie dată și instalația pentru amortizarea oscilațiilor din undele de supratensiuni. Dacă divizorul capacitiv servește simultan și drept condensator de legătură pentru telefonia de înaltă frecvență, el este pus la pămînt prin intermediul bobinei L. Pentru a proteja înfășurarea de înaltă frecvență din

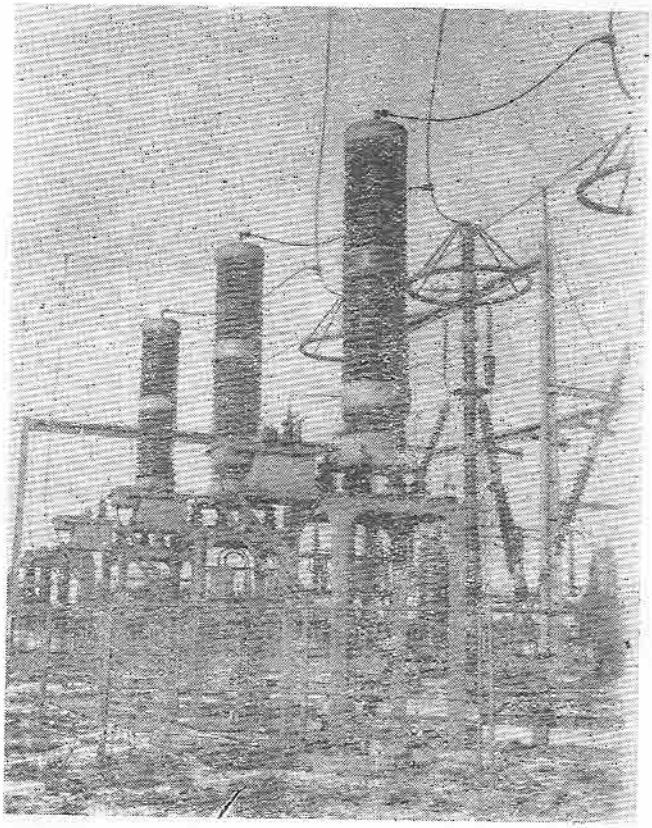


Fig. 8.2. Transformatoare capacitive de tensiune în stația de distribuție de 220 kV (EJF Brno).

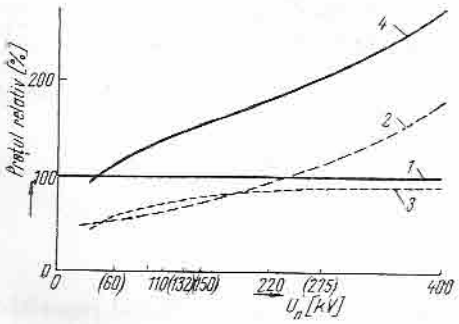


Fig. 8.3. Compararea prețurilor la transformatorul capacitiv și inductiv pentru diferite nivele de izolație:

1 — transformatorul capacitiv de tensiune; *2* — transformatorul inductiv de tensiune; *3* — condensatorul de legătură pentru telefonia de înaltă frecvență; *4* — transformatorul inductiv cu condensator de legătură.

circuitul de măsură al instalației de plecare, se conectează pe intrare bobina L_s, care servește drept filtru de bandă.

Funcția transformatorului capacitiv de tensiune rezultă mai bine din conexiunea de bază (fig. 8.4, *a*) și din schema echivalentă (fig. 8.4, *b*). Pentru simplificare

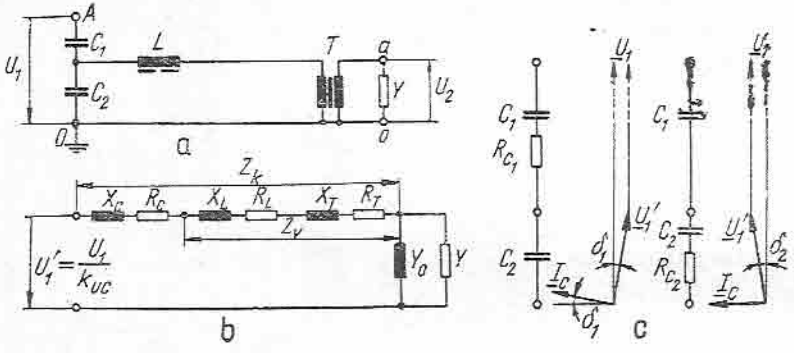


Fig. 8.4. Transformatorul capacitiv de tensiune:
a — schema de bază; *b* — schema echivalentă; *c* — schema echivalentă a divizorului capacitiv și diagramele fazoriale ale tensiunii la bornele divizorului.

considerăm raportul de transformare al transformatorului T egal cu 1/1. Admitanța transversală Y_0 care corespunde sarcinii transformatorului T la mers în gol se adaugă la puterea totală a sarcinii date de admitanța Y.

Raportul de transformare al divizorului capacitiv la mersul în gol este dat de relația (8.2). Eroarea divizorului capacitiv, la mers în gol, este determinată atît de variația capacității C_1 cu ΔC_1 și C_2 cu ΔC_2 cît și de factorii de pierdere tg δ_1 și tg δ_2. Dacă raporturile C_1/C_2 și δ_1/δ_2 nu se schimbă, atunci eroarea de tensiune și eroarea de unghi a divizorului capacitiv sînt constante. Eroarea de unghi a divizorului capacitiv se poate determina din schema echivalentă (fig. 8.4, *c*), presupunînd că $C_2 \gg C_1$ și $k_{uC} \gg 1$. Datorită unghiului de pierderi δ_1, reprezentat în schema echivalentă prin rezistența R_{C1} (fig. 8.4,*c*), curentul I_{C1}, ce trece prin divizorul capacitiv la mers în gol, nu este în avans față de tensiunea U_1 cu 90°, decalarea fiind mai mică cu unghiul δ_1. Cu același unghi este decalată și tensiunea U'_1 de pe condensatorul C_2. Eroarea de unghi $\delta'_{u0} = -\delta_1$. Analog, unghiul de pierderi δ_2 al condensatorului C_2 determină eroarea $\delta''_{u0} = \delta_2$ [8.1].

Pentru erorile divizorului capacitiv la mers în gol sînt valabile relațiile:

$$\Delta_{u0} = \frac{k_{uC} - 1}{k_{uC}} \left(\frac{\Delta C_1}{C_1} - \frac{\Delta C_2}{C_2} \right) \cdot 100 \ [\%; \text{pF}]; \tag{8.3}$$

$$\delta_{u0} = \frac{k_{uC} - 1}{k_{uC}} (\delta_2 - \delta_1) \ [\text{'}; \text{'}]. \tag{8.4}$$

Unghiul de pierderi al condensatoarelor ce formează divizorul capacitiv trebuie să fie cît mai mic. La condensatoarele de cea mai bună calitate, realizate cu izolație

de hîrtie impregnată în ulei, factorul de pierderi este cuprins între 2 și $3 \cdot 10^{-3}$. În cazul unei construcții foarte îngrijite, constanta de timp a capacității este foarte mică. Variația capacității, determinată de variația temperaturii, este dată de ecuația

$$\Delta C_t = C_0 \frac{\alpha}{100} \Delta t; \ [\text{pF}; \text{pF}, \%, ^\circ\text{C}]. \tag{8.5}$$

Pentru condensatoarele cu izolație de hîrtie în ulei, factorul de temperatură al variației capacității funcție de variația temperaturii este $\alpha = 0{,}04 - 0{,}07\%$ la 1°C. Eroarea la mersul în gol a divizorului capacitiv, determinată de variația temperaturii, se manifestă mai ales cînd temperaturile elementelor separate ale divizorului sînt diferite. Pentru ca diferența de temperatură între diversele părți să fie cît mai mică [8.2]divizoarele capacitive pentru clasa de precizie 0,2 sînt în carcasă comună, cu circulație artificială de ulei. La divizorul capacitiv poate să apară o eroare suplimentară, datorită influenței vîntului sau formării unor căi conductoare pe porțelan, în timpul ploii, zăpezii, ceții, sau într-un mediu cu mult praf. Precizia divizorului capacitiv mai poate fi influențată și de capacitatea de scurgere dintre divizor și obiectele din apropiere, legate la pămînt [8.2]. Influența pe care o are variația frecvenței și a tensiunii asupra erorii divizorului capacitiv la mersul în gol este neglijabilă.

Drept eroare a divizorului capacitiv la mersul în gol ar trebui să se considere și eroarea la mersul în gol a instalației de ieșire. Pentru simplificare, aceste erori sînt cuprinse în erorile la mers în sarcină.

Erorile transformatorului capacitiv de tensiune cauzate de sarcină se determină prin același procedeu ca și la transformatoarele inductive de tensiune [ecuația (3.134), (3.135)]:

$$\Delta_{uy} \approx -|Z_k||Y| \cos(\varphi - \varphi_k) \cdot 100; \ [\%; \ \Omega, \text{S}]; \tag{8.6}$$

$$\delta_{uy} \approx |Z_k||Y| \sin(\varphi - \varphi_k) \cdot 3\,440; \ [; \ \Omega, \text{S}], \tag{8.7}$$

unde Z_k este impedanța de trecere a transformatorului capacitiv de tensiune, conform schemei echivalente (fig. 8.4, *b*). Impedanța de trecere a instalației de ajustare este cuprinsă în impedanța transformatorului coborîtor T

$$Z_k = \frac{k_{uC} - 1}{k^2_{uC}} [R_{C_1} + R_{C_2} - \text{j}(X_{C_1} + X_{C_2})] + R_L + \text{j}X_L + R_T + \text{j}X_T \ [\Omega \ ; \Omega]. \tag{8.8}$$

După unele transformări rezultă

$$Z_k = \frac{k_{uC} - 1}{k^2_{uC}} (R_{C_1} + R_{C_2}) + R_L + R_T + \text{j}\left[-\frac{k_{uC} - 1}{k^2_{uC}} (X_{C_1} + X_{C_2}) + X_T + X_L\right] [\Omega; \ \Omega]; \tag{8.9}$$

$$Z_k = R_k + \text{j}X_k, \ [\Omega; \ \Omega]; \tag{8.10}$$

$$\text{tg}\, \varphi_k = \frac{R_k}{X_k} \tag{8.11}$$

Dacă se exprimă erorile cu ajutorul componentelor impedanței de trecere, se obține ecuația pentru calculul erorilor

$$\Delta_{uY} = [R_k | Y | \cos \varphi - X_k | Y | \sin \varphi] \cdot 100 \ [\%; \ \Omega; \ S]; \tag{8.12}$$

$$\delta_{uY} = [R_k | Y | \sin \varphi - X_k | Y | \cos \varphi] \cdot 3440 \ [\prime; \ \Omega; \ S]. \tag{8.13}$$

Inductanța bobinei de compensare L se poate ajusta, astfel încît componenta reactivă $X_k = 0$;

$$X_k = X_T + X_L - \frac{k_{uC} - 1}{k^2_{uC}} (X_{C_1} + X_{C_2}) = 0 \ [\Omega; \ \Omega; —]. \tag{8.14}$$

Dacă se înlocuiesc X_T, X_L, X_{C_1}, X_{C_2}, după transformări se obține,

$$\omega (L_T + L_L) = \frac{k_{uC} - 1}{k^2_{uC}} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) \cdot \frac{1}{\omega} \ [H; \ F]. \tag{8.15}$$

Dacă $X_k = 0$, atunci ecuațiile (8.12), (8.13) pentru calculul erorilor vor lua formele:

$$\Delta_{uY} = - R_k | Y | \cos \varphi \cdot 100 \ [\%; \ \Omega, \ S]; \tag{8.16}$$

$$\delta_{uY} = R_k | Y | \sin \varphi \cdot 3\,440 \ [\prime; \ \Omega, \ S], \tag{8.17}$$

unde R_k, conform ecuației (8.9), este

$$R_k = R_T + R_L + \frac{k_{uC} - 1}{k^2_{uC}} (R_{C_1} + R_{C_2}). \tag{8.18}$$

Dacă se scrie:

$$\frac{R_T + R_L}{X_T + X_L} = \operatorname{tg} \delta_V; \tag{8.19}$$

$$\frac{R_{C_1} + R_{C_2}}{X_{C_1} + X_{C_2}} = \operatorname{tg} \delta_C \tag{8.20}$$

și se înlocuiesc în ecuația (8.18), rezultă

$$R_k = (X_T + X_L) \operatorname{tg} \delta_V + \frac{k_{uC} - 1}{k^2_{uC}} (X_{C_1} + X_{C_2}) \operatorname{tg} \delta_C. \tag{8.21}$$

Conform ecuației (8.14),

$$X_T + X_L = \frac{k_{uC} - 1}{k^2_{uC}} (X_{C_1} + X_{C_2}). \tag{8.22}$$

Din ecuația (8.21), componenta R_k este

$$R_k = \frac{k_{uC} - 1}{k^2_{uC}} (X_{C_1} + X_{C_2}) \cdot (\operatorname{tg} \delta_C + \operatorname{tg} \delta_V). \tag{8.23}$$

Puterea absorbită la încărcarea divizorului capacitiv este

$$P_0 = \frac{U_1^2}{X_{C_1}+X_{C_2}} \text{ [VA; V, } \Omega\text{].} \tag{8.24}$$

Din această ecuație rezultă

$$X_{C_1} + X_{C_2} = \frac{U_1^2}{P_0} \text{ [}\Omega\text{; V, VA].} \tag{8.25}$$

Înlocuind ecuația (8.25) în ecuația (8.23) se obține

$$R_k = \frac{k_{uC} - 1}{k^2_{uC}} \cdot \frac{U_1^2}{P_0} (\text{tg } \delta_C + \text{tg } \delta_V) \quad \text{[}\Omega\text{; V, VA].} \tag{8.26}$$

Presupunînd că $U_2' = U_2$, sarcina nominală va fi

$$P_n = \frac{U_1^2}{k^2_{uC}} \cdot |Y| \text{ [VA; V, S];} \tag{8.27}$$

$$|Y| = \frac{P_n k^2_{uC}}{U_1^2} \text{ [S; VA, V].} \tag{8.28}$$

Dacă în ecuațiile (8.16) și (8.17) se înlocuiesc valorile lui R_k și $|Y|$ din ecuațiile (8.26) și (8.28), se obțin următoarele ecuații de calcul al erorilor pentru transformatorul capacitiv de tensiune:

$$\Delta_{uY} = 100(k_{uC} - 1)\frac{P_n}{P_0}(\text{tg } \delta_C + \text{tg } \delta_V) \cos\varphi \text{ [\%; VA];} \tag{8.29}$$

$$\delta_{uY} = 3\,440\,(k_{uC} - 1)\frac{P_n}{P_0}(\text{tg } \delta_C + \text{tg } \delta_V)\sin\varphi \text{['; VA].} \tag{8.30}$$

Din ecuațiile (8.29) și (8.30) rezultă că eroarea determinată de sarcină depinde direct de sarcina nominală, de raportul de divizare al divizorului capacitiv și de componenta activă a impedanței de trecere, exprimată prin unghiurile de pierderi tg δ_C și tg δ_V, și indirect de puterea absorbită de către divizorul capacitiv. Cu cît raportul de divizare este mai mare, cu atît mai mari sînt erorile. Din această cauză, tensiunile instalației de ieșire se aleg între 10 și 35 kV, în funcție de mărimea lui U_1. Capacitatea divizorului trebuie să fie cît mai mare dacă se ține seama de precizia și de utilizarea telefoniei de înaltă frecvență. Factorul hotărîtor este prețul de cost. Pentru utilizarea telefonici de înaltă frecvență, capacitatea minimă de 2 200 pF nu depinde de tensiune, ca și telefonia în banda largă la o capacitate de 4 400 pF.

Erorile transformatorului capacitiv de tensiune, funcție de sarcină, depind foarte mult de variația frecvenței. Calculul erorilor după ecuațiile (8.29) și (8.30) presupune componenta reactivă X_k a impedanței de trecere egală cu zero. Această condiție este valabilă pentru o anumită frecvență. Dacă frecvența f_n variază cu $\pm \Delta f_n$, nu se mai realizează rezonanța și componenta reactivă X_k nu mai este egală cu zero [ecuația (8.14)].

Din punctul de vedere al limitelor erorilor admisibile într-o anumită clasă de precizie, asemănător cu transformatoarele inductive de tensiune (§ 3.15.2), este raţional ca izopleta $U = \text{const}$, care exprimă dependenţa de putere, să fie paralelă cu diagonala dreptunghiului format de limitele erorilor admisibile. Aceste condiţii se respectă dacă o parte din componenta de reactanţă capacitivă nu este compensată

$$X_k = \frac{R_k}{\operatorname{tg}\vartheta'} \quad [\Omega;\ \Omega]. \tag{8.31}$$

Valorile lui tg ϑ' sînt redate în tabelul 3.8.

Dacă pentru frecvenţa nominală f_n s-a atins rezonanţa, la o reactanţă a bobinei de amortizare egală cu X_L, este necesar ca ea să fie redusă la X'_L, pentru a face să corespundă relaţiei

$$X_k = X'_L + X_T - \frac{k_{uC} - 1}{k^2_{uC}} (X_{C_1} + X_{C_2}) \quad [\Omega;\ \Omega], \tag{8.32}$$

componenta rezultantă din relaţia (8.31).

Pentru calculul erorilor se determină frecvenţa de rezonanţă f'_n a întregului circuit cînd X_L devine X'_L, frecvenţă, căreia îi corespunde modificarea inductanţei bobinei de amortizare pentru compensare de la L_L la L'_L

$$f'_n = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{(L'_L + L_T)\cdot(C_1 + C_2)}} \cdot \quad [\text{Hz};\ \text{H},\ \text{F}]. \tag{8.33a}$$

Această frecvenţă diferă de frecvenţa nominală cu

$$\Delta f'_n = f'_n - f_n. \tag{8.33b}$$

Dacă se consideră că frecvenţa nominală variază în limitele $\pm\,\Delta f_n$ şi reactanţa inductivă este reglată la inductanţa L'_L, pentru folosirea optimă a limitei erorilor, ecuaţiile (8.29) şi (8.30) pentru calculul erorilor, vor lua forma:

$$\Delta_{uY} = -100\,(k_{uC} - 1)\frac{P_n}{P_0}\left[(\operatorname{tg}\delta_C + \operatorname{tg}\delta_V)\cdot\cos\varphi + \right.$$

$$\left. + 2\,\frac{\Delta f'_n \pm \Delta f_n}{f_n}\cdot\sin\varphi\right] \quad [\%;\ \text{VA},\ \text{Hz}]; \tag{8.34}$$

$$\delta_{uY} = 3\,440\,(k_{uC} - 1)\frac{P_n}{P_0}\left[(\operatorname{tg}\delta_C + \operatorname{tg}\delta_V)\cdot\sin\varphi - \right.$$

$$\left. - 2\,\frac{\Delta f'_n \pm \Delta f_n}{f_n}\cdot\cos\varphi\right] \quad [';\ \text{VA},\ \text{Hz}]. \tag{8.35}$$

Printr-o metodă asemănătoare se determină erorile cînd variază capacităţile şi inductanţele în funcţie de temperatură.

Folosirea transformatorului capacitiv de tensiune pentru o altă frecvență este foarte limitată, deoarece reglajul de compensare a bobinei de reactanță L admite o variație a frecvenței nominale numai în limite foarte mici (fig. 8.5).

La măsurarea unei tensiuni care are un conținut ridicat de armonice, erorile se determină prin descompunerea curbei de tensiune într-o serie Fourier. În rețelele electrice se iau în considerare în principal armonicele impare, și anume 3; 5; 7 etc. Pentru fiecare armonică în parte, calculul erorilor se face după ecuațiile (8.34) și (8.35) unde, în locul lui P_n, $\cos\varphi$, $\sin\varphi$, valabile pentru armonica fundamentală, se folosește P_h, $\cos\varphi_h$, $\sin\varphi_h$, corespunzătoare armonicei superioare respective h. În plus, trebuie să se țină seama de faptul că o dată cu variația frecvenței variază și componenta inductivă a puterii. Componenta activă practic nu se modifică [8.1].

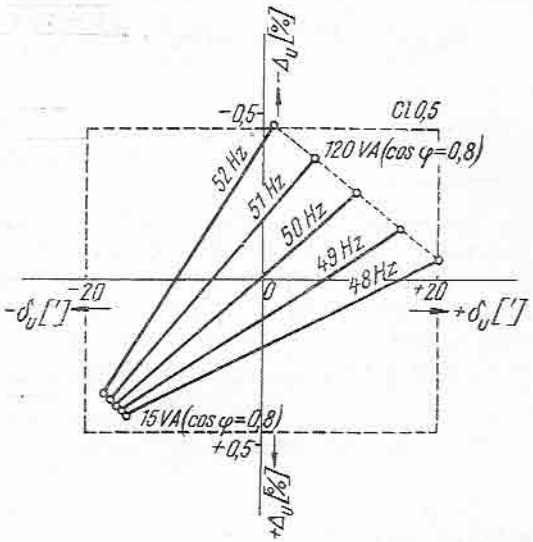


Fig. 8.5. Diagrama complexă a erorilor transformatorului capacitiv de tensiune, la diferite frecvențe.

Dacă raportul dintre frecvența armonicei superioare și frecvența celei fundamentale este

$$k = \frac{f_h}{f_n} \quad [-;\ \mathrm{Hz}], \tag{8.36}$$

atunci raportul de putere este dat de relația

$$\frac{P_h}{P_n} = \frac{\sqrt{1+\mathrm{tg}^2\varphi}}{\sqrt{1+k^2\,\mathrm{tg}^2\varphi}} \quad [\mathrm{VA};\ -]. \tag{8.37}$$

De asemenea sînt valabile relațiile:

$$\cos\varphi_h = \frac{1}{\sqrt{1+k^2\,\mathrm{tg}^2\varphi}}; \tag{8.38a}$$

$$\sin\varphi_h = \frac{k\ \mathrm{tg}\,\varphi}{\sqrt{1+k^2\,\mathrm{tg}^2\varphi}}. \tag{8.38b}$$

Dacă se neglijează componenta activă R_h a impedanței de trecere, care variază foarte puțin la frecvențe înalte, în comparație cu componența X_h, ecuațiile pentru calculul erorilor în cazul frecvențelor înalte sînt date de relațiile:

$$\Delta_{uY_h} = -100(k_{uC}-1)\frac{P_n}{P_0}\cdot\frac{\sqrt{1-\mathrm{tg}^2\varphi}}{1+k^2\mathrm{tg}^2\varphi}\,(k^2-1)\cdot\mathrm{tg}\,\varphi\ \ [\%;\ \mathrm{VA}]; \qquad (8.39)$$

$$\delta_{uY_h} = 3\,440\,(k_{uC}-1)\,\frac{P_n}{P_0}\cdot\frac{\sqrt{1+\mathrm{tg}^2\varphi}}{1+k^2\mathrm{tg}^2\varphi}\left(\frac{k^2-1}{k}\right)\ [';\ \mathrm{VA}]. \qquad (8.40)$$

Pentru măsurarea curentă, influența armonicelor superioare asupra preciziei de măsurat este practic neglijabilă, deoarece mărimea lor este relativ mică în comparație cu fundamentala. În cazuri speciale, cînd transformatorul capacitiv de măsurare a tensiunii se folosește la frecvențe înalte, sau cînd curba de tensiune este substanțial distorsionată, pentru menținerea valorilor admisibile ale erorilor trebuie să se lucreze cu puteri nominale mici.

8.1.2. Ferorezonanța

Transformatorul capacitiv de tensiune este foarte sensibil la apariția fenomenelor de rezonanță, care apar cînd inductanțele sau capacitățile se conectează în serie sau în paralel cu o bobină cu miez de fier. Aceste fenomene sînt produse de fenomenele tranzitorii din rețea, cînd la unele elemente ale transformatorului capacitiv de tensiune, circuitele magnetice se saturează (de exemplu la bobina de compensare, la transformatorul coborîtor, la cîteva elemente de reglare a instalației, sau eventuale sarcini inductive cu caracteristici neliniare) [8.3—8.5].

Apariția rezonanței este favorizată fie de o sarcină prea mică, fie de o sarcină de natură inductivă, mai ales dacă zona de lucru a acestei sarcini este aproape de zona de saturație a curbei de magnetizare. Alți factori hotărîtori sînt: mărimea curentului de conectare, momentul conectării, caracteristicile rețelei (puterea de scurtcircuit, impedanța rețelei etc.). Cel mai mare pericol de apariție a rezonanței îl prezintă întreruperea circuitului înfășurării secundare a transformatorului capacitiv de tensiune funcționînd în gol. Un fenomen asemănător poate apărea dacă transformatorul capacitiv de tensiune este deconectat și, după un scurt timp, egal de exemplu cu cel de reanclanșare, din nou se conectează la tensiune. Restul cazurilor (cum este de exemplu cuplarea transformatorului capacitiv la rețea) nu sînt atît de periculoase. În toate cazurile amintite, cel mai defavorabil moment este trecerea curentului sau a tensiunii prin zero.

Fenomenele de rezonanță au caracter tranzitoriu de durată și prin creșterea tensiunii se manifestă așa-zisele supratensiuni de rezonanță. Creșterea nepermisă a tensiunii, care poate deteriora nu numai transformatorul capacitiv ci și celelalte aparate conectate, înrăutățește precizia de măsurare și nu permite funcționarea corectă a aparatelor de protecție. Oscilațiile mecanice, determinate de oscilațiile

de tensiune, pot acționa asupra aparatelor de protecție și pot determina funcționarea lor nedorită [8.5].

Din această cauză la transformatoarele capacitive de tensiune este necesar să se prevadă un dispozitiv special, care să amortizeze în cel mai scurt timp posibil fenomenele de rezonanță.

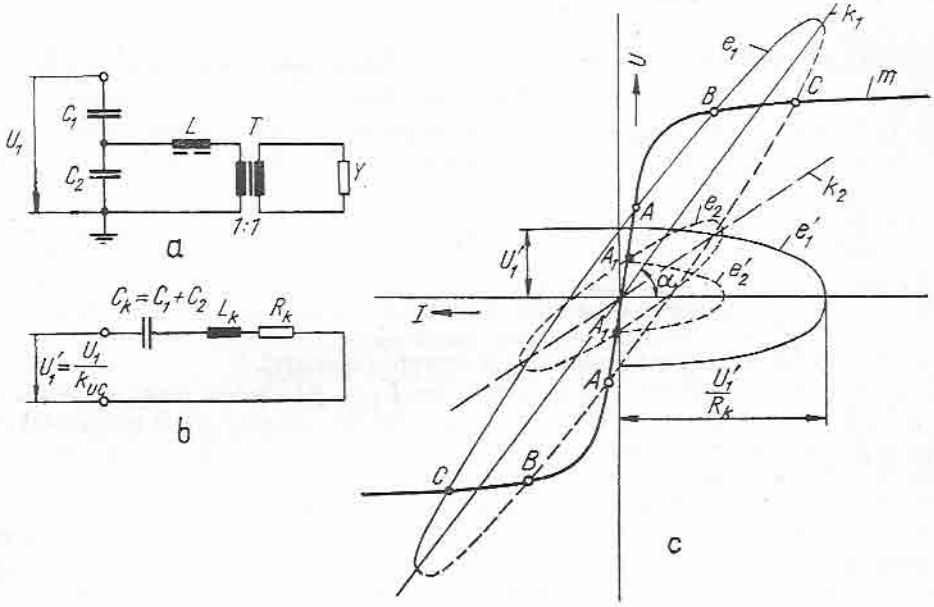


Fig. 8.6. Apariția rezonanței la transformatorul capacitiv de tensiune:
a — schema de bază; *b* — schema echivalentă; *c* — determinarea grafică a punctelor de lucru.

Pentru explicarea funcționării acestor dispozitive de amortizare este necesară introducerea noțiunii simplificatoare de apariție a acestor fenomene de rezonanță, deoarece rezolvarea circuitelor oscilatorii neliniare este foarte grea [8.7].

Pentru rezolvarea cîtorva cazuri speciale se folosesc metodele de aproximare grafo-analitice (fig. 8.6) [8.8]. Conform schemei echivalente se consideră (fig. 8.6,*a*,*b*): C_k — capacitatea totală a divizorului $C_1 + C_2$; L_k — inductanța bobinei de reactanță și a transformatorului; R_k reprezintă atît rezistențele active ale înfășurării bobinei de reactanța și a transformatorului cît și pierderile în circuitele magnetice și în condensatoare.

Pentru armonica de bază, tensiunea totală de la circuitul echivalent este dată de ecuația

$$U_1' = U_1 \frac{C_1}{C_1 + C_2} = I \sqrt{R_k^2 + (\omega L_k - \frac{1}{\omega C_k})^2} \quad [\text{V;F, }\Omega\text{, H}] \qquad (8.41)$$

Pentru rezolvarea grafică se pleacă de la două relații independente, pentru tensiunea U_L și inductanța L_k. Prima relație este caracteristica voltamper m a inductanței cu miez de fier (fig. 8.6, *c*).

$$U_L = f(I) \quad [\text{V; A}]. \tag{8.42}$$

A doua relație rezultă din ecuația (8.41)

$$\sqrt{U_1'^2 - I^2 R_k^2} = I\omega L_k - \frac{I}{\omega C_k} = U_L - U_C \quad [\text{V, A, }\Omega\text{; A, H, F; V}]. \tag{8.43}$$

Dacă se consideră $R_k = \text{const}$ (adică se neglijează variația pierderilor în funcție de tensiune), expresia de sub radical reprezintă ecuația elipsei e_1' având semiaxele U_1' și $\frac{U_1'}{R_k}$. Expresia $\frac{1}{\omega C_k}$ este ecuația dreptei k_1 ce trece prin originea coordonatelor sub unghiul $\operatorname{tg}\alpha = \frac{1}{\omega C_k}$.

Dacă se adună ordonata elipsei e_1' și dreapta capacitivă k_1, se obține elipsa e_1, al cărui punct de intersecție cu caracteristica $U_L = f(I)$ indică punctele de lucru A,B,C. Dintre acestea, punctele A și C sînt stabile, iar punctul B este nestabil. Punctul stabil este acel punct la care variația neînsemnată a tensiunii U_1' mărește tensiunea U_L mai mult decît U_C (de exemplu punctul A). Pentru punctul C este valabilă această condiție inversată, adică la trecerea de la o tensiune mai mare la una mai mică $U_L > U_C$. Punctul A este un punct normal de lucru, pentru care transformatorul capacitiv își îndeplinește funcția în mod corespunzător. Un alt punct stabil este punctul C. Nu se poate preciza dinainte care punct stabil va fi obținut, căci aceasta depinde de condițiile inițiale în circuit, în special de momentul în care are loc deconectarea. Îndată ce curentul trece întîmplător sau în mod tranzitoriu prin punctul B, sistemul trece în zona stabilă, corespunzătoare punctului C, cu tensiune și curent mai mare. Pentru a se evita funcționarea în punctul C, în care caz pe inductanța L apare înalta tensiune, este necesar să se ia astfel de măsuri încît să împiedice întîlnirea curbelor m și e_1 în punctul C. Acest lucru se poate realiza prin cîteva metode. Cea mai simplă este mărirea rezistenței R_k ceea ce scurtează axa principală a elipsei e_1, în așa fel încît să se evite întîlnirea curbei m în punctul C. Din punctul de vedere al preciziei transformatorului capacitiv de tensiune, această soluție nu este dorită, deoarece erorile sînt direct proporționale cu mărimea lui R_k (v. ecuațiile 8.16 și 8.17).

O altă metodă este conectarea unui alt condensator C_2 în paralel cu condensatorul C_2. Elipsa inițială e_1 se modifică în elipsa e_2, care are axa mai mică deoarece scade tensiunea U_1, iar dreapta capacitivă k_1, corespunzătoare axei principale a elipsei, se rotește în sensul acelor de ceasornic devenind k_2. Elipsa e_2 se mai poate obține prin conectarea diferitelor capacități. De exemplu, capacitatea C_2 se formează prin conectarea în serie a două capacități de valoarea 2 C_2. În cazul rezonanței de tensiune, eclatorul amorsează și scoate din circuit un condensator din grupul 2 C_2,

rămînînd în circuit numai a doua capacitate a lui 2 C_2. Acest caz este foarte asemănător cu conectarea în paralel a capacităților, la care se referă elipsa e_2. Elipsa e_2 se intersectează cu curba m într-un singur punct de lucru, A_1.

8.1.3. Oscilații subarmonice

Un alt fenomen neplăcut de rezonanță la transformatoarele capacitive de tensiune este apariția oscilațiilor subarmonice. Aceste oscilații apar în circuitul oscilant, alcătuit din condensator și bobinele de amortizare cu miez de fier, în cazul saturării circuitului magnetic. Condiția de apariție a oscilațiilor subarmonice este ca, datorită neliniarității, circuitul să poată produce, pe lîngă armonicele de bază, și armonice mai înalte — 3, 5, 7 etc.

Curentul de magnetizare al miezului alcătuit din tablă de transformator trasă la cald cu o inducție magnetică de 1,6 T, conține, pe lîngă armonica de bază, și circa 60% armonica 3, 30% armonica 5 și 10% armonica 7 [8.9].

Armonicele pare au caracter tranzitoriu. Armonicele impare — 1/3, 1/5, 1/7 — sînt stabile dacă circuitul satisface următoarele două condiții [8.10]:

1. Frecvența subarmonicei este mai mică decît frecvența proprie a schemei formate în cazul legării în serie a condensatoarelor ($C_1 + C_2$) și a inductanței L_h, formată din bobina de șoc pentru compensare, inductanța transformatorului coborîtor și inductanța sarcinii. Pentru calculul frecvenței proprii, inductanța se consideră fără miez de fier (adică cu aer).
2. Frecvența subarmonicei este mai mare decît frecvența proprie dată de inductanța L_h, cînd miezul nu este saturat.

Pentru a limita apariția oscilațiilor subarmonicelor, inducția în circuitul magnetic al transformatoarelor se alege relativ mică, circa 0,3—0,4 T. Această prevedere nu este suficientă, deoarece oscilațiile pot fi determinate și de o suprasaturare a sarcinii (inductive).

Pentru amortizarea oscilațiilor subarmonice se poate folosi rezistența activă, care se conectează la bornele secundare ale transformatorului. Valoarea acestei rezistențe trebuie să fie

$$R_t < \frac{2}{\omega_n (C_1 + C_2)} \left(\frac{1}{n} - n \right) \quad [\Omega; \text{F}, \text{Hz}], \tag{8.45}$$

unde n este numărul corespunzător subarmonicei respective (1/3, 1/5, 1/7, etc.). Rezistența determină puterea

$$P_t = U_1^2 \frac{C_1^2}{C_1 + C_2} \omega_n \frac{n}{2 (1 - n^2)} \quad [\text{VA}; \text{V}, \text{F}, \text{Hz}]. \tag{8.46}$$

Experiențele au arătat că valoare rezistențelor poate fi și mai mare [8.3].

Pentru amortizarea oscilațiilor de rezonanță sînt realizate o serie de scheme și dispozitive de amortizare. Aceste dispozitive sînt conectate în circuit în mod permanent sau se conectează în momentul oportun. Conectarea dispozitivului de amortizare cu ajutorul eclatorului, care amorsează la creșterea tensiunii, nu este sigură, deoarece la o creștere mică a tensiunii s-ar putea ca eclatorul să nu se aprindă. De asemenea, folosirea rezistențelor neliniare ca elemente de amortizare nu a dat rezultate, deoarece rezistența variază foarte puțin cu variația tensiunii. În fig. 8.7, *a* este prezentată conectarea rezistenței de amortizare prin intermediul transductorului [8.12].

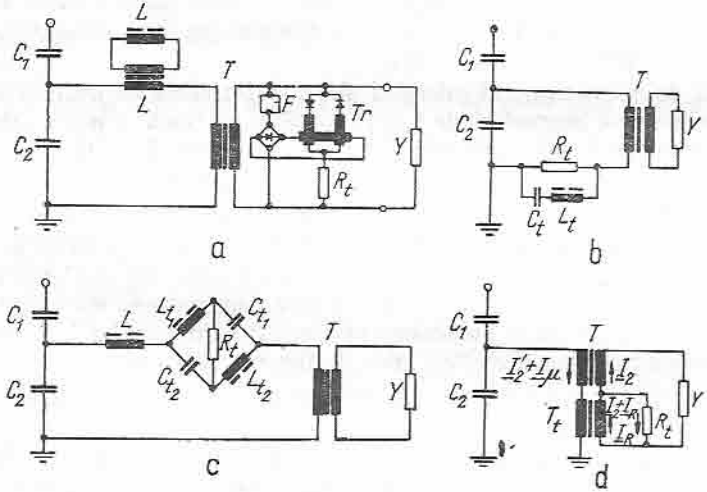


Fig. 8.7. Schema dispozitivului pentru amortizarea supratensiunilor și oscilațiilor subarmonice:
a — dispozitiv de amortizare cu transductorul T_r; *b* — dispozitivul de amortizare al firmei ERICSSON; *c* — dispozitivul de amortizare în punte; *d* — dispozitivul de amortizare al firmei ASEA.

La frecvența nominală, rezsitența de trecere a transductorului este foarte mare. Dacă apar oscilații armonice în circuit, acestea vor trece prin filtru și vor preexcita transductorul, a cărui rezistență de trecere scade foarte mult, și astfel se conectează în circuit rezistența de amortizare. În locul transductorului se poate folosi generatorul Hall [8.13]. În figura 8.7, *b* este indicată rezistența de amortizare conectată în serie cu transformatorul de ieșire și este atenuată de bobina de amortizare cu condensatorul ajustat în așa fel ca la frecvența nominală rezistența să fie conectată în scurteircuit. La apariția oscilațiiolr subarmonice nu mai are loc rezonanța bobinei de amortizare și a condensatorului, conectîndu-se astfel în circuit rezistența R_t, care acționează favorabil în ceea ce privește amortizarea acestor oscilații.

Asemănător acționează rezistența de amortizare R_t, conectată în diagonala punții (fig. 8.7, *c*). Laturile punții sînt capacitatea C_t și inductanța L_t, ajustate în așa fel ca în funcționare normală la sarcina nominală, rezistența a două circuite paralele de rezonanță legate în serie să fie mică; astfel, dispozitivul de amortizare nu înrăutățește condițiile de precizie ale transformatorului capacitiv de tensiune. În timpul rezonanței se întrerupe legătura în serie a circuitelor paralele de rezonanță, la o frecvență mai mică și prin inductanță se conectează în circuit rezistența R_t. Această instalație acționează ca o protecție în cazul scurtcircuitului. Cînd curentul este mare, rezistența a două circuite paralele de rezonanță, conectate unul după celălalt, este foarte mare, ceea ce limitează mărimea curentului de scurtcircuit [8.14].

Firma ASEA folosește pentru amortizarea oscilațiilor subarmonice o schemă conform fig. 8.7, *d* [8.15]. În serie cu trensformatorul T este conestat transformatorului T_t, care are același raport de transformarea, la a cărui înfășurare secundară este conectată rezistența de amortizare R_t. Dacă se neglijează curentul mic de magnetizare al transformatorului T_t, atunci repartiția curenților este următoarea: prin înfășurarea primară a transformatoarelor T și T_t trec curentul I_2', corespunzător curentului I_2 în sarcina Y, și curentul de magnetizare I_μ. Prin înfășurarea secundară a transformatorului T_t trec curenții I_2 și I_R. Curentul I_R se închide prin rezistența de amortizare R_t. În acest caz, R_t nu influențează prea mult precizia, dar influențează favorabil amortizarea oscilațiilor subarmonice.

Transformatorul capacitiv de tensiune, produs în ZGD-Varșovia, are rezistența de amortizare de 2,7 Ω care este conectată la înfășurarea auxiliară (cu tensiunea 100/3 V).

Dispoziția constructivă a transformatorului capacitiv de tensiune este prezentată în fig. 8.8. [8.20]. Divizorul capacitiv este alcătuit din cîteva părți, condensatorul C_2 formînd partea de jos. Pe el sînt fixate elementele superioare ale condensatorului C_1. Pentru tensiunea de 110 kV, C_1 este format dintr-un singur element, pentru 220 kV — din două elemente și pentru 400 V — din trei elemente. Dispozitivul de plecare prntru tensiunea primară nominală de $22/\sqrt{3}$ kV este special, iar din punc de vedere economic este realizat în așa fel încît se poate ajusta pentru diferite combinări de divizare. Schema dispozitivului de plecare cu divizor capacitiv este dată în fig. 8.8, *b*. Transformatorul T al dispozitivului de plecare V este dispus în carcasa cu ulei. Bobina de compensare L și dispozitivul de ajustare sînt în exteriorul cuvei. Dispozitivul de ajustarea servește pentru ajustarea transformatorului capacitiv de tensiune la clasa de precizie. Corecția erorii de tensiune se realizează cu ajutorul transformatoarelor T_a și T_Δ. Pentru corecția erorilor de unghi se folosesc: transformatorul T_p, bobina de șoc L_p și rezistența R_t. Simultan, rezistența R_t servește și pentru amortizarea oscilațiilor subarmonice [8.16]. Funcția dispozitivului de ajustare este asemănărorre cu cea de al instalațiile de compensație din fig. 3.72 și 3.73. Eclatorul J_1 protejează bobina de inductanță împotriva

supratensiunilor care pot apărea în cazul unui scurtcircuit la bornele secundare ale transformatorului. Protecția întregului dispozitiv de plecare o formează eclatorul J_2 cu rezistența de stingere R_j.

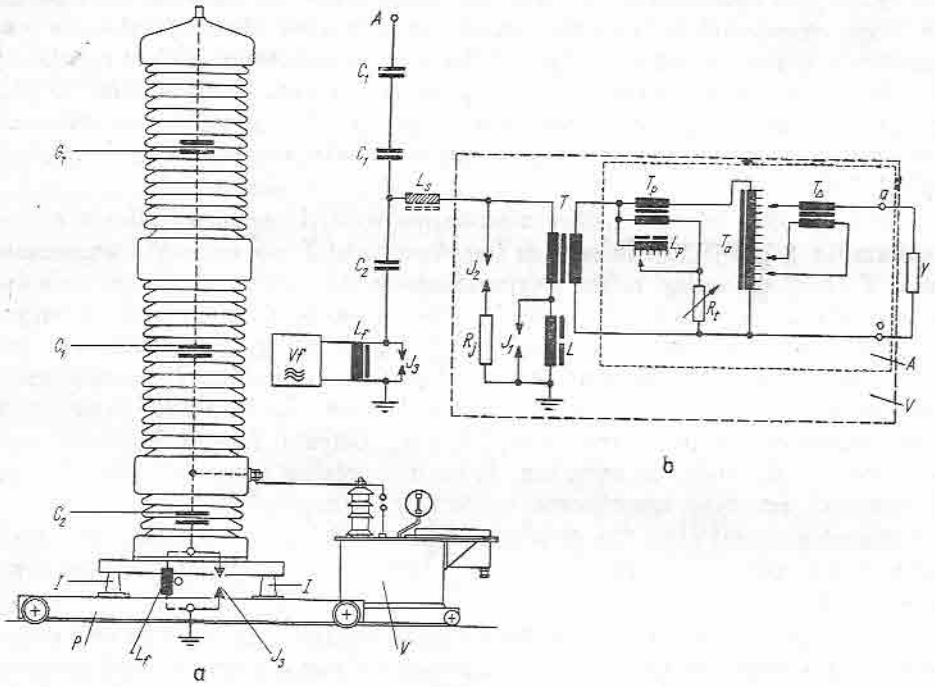


Fig. 8.8. Transformatorul capacitiv de tensiune, varianta NVJC 4 400, 220 000 / $\sqrt{3}$ / 100 / $\sqrt{3}$ V, P_n = 120 VA, Cl 0,5, capacitatea de cuplare 4 000 pF:

a — dispunerea divizorului capacitiv și a dispozitivului de plecare; *b* — schema de conexiuni; C_1, C_2 — condensatoarele divizorului; *V* — dispozitivul de plecare; *P* — căruciorul divizorului; *I* — suporturi; *J* — eclator de protecție pentru bobina de amortizare de cuplaj; L_f — bobina de amortizare de cuplaj pentru frecvență înaltă; L_s — filtru de bandă; V_f — dispozitiv pentru telefonia de înaltă frecvență (EJF Brno).

Firma Micafil [8.4] produce transformatoare capacitive de tensiune (fig. 8.9), care sînt alcătuite dintr-un singur element pentru tensiuni pînă la 110 kV, din două elemente pentru tensiuni pînă la 245 kV, și din trei elemente pentru tensiunea de 400 KV (fig. 8.10).

Dispozitivul de plecare este format dintr-un complet dispus la partea inferioară a divizorului capacitiv, unde sînt situate condensatorul C_2 și condensatorul C_1 sau elementul său. Condenasatoarele firmei Micafil sînt de dimensiuni mici și forme subțiri. Pentru amortizarea oscilațiilor subarmonice se folosește impedanța Z_2,

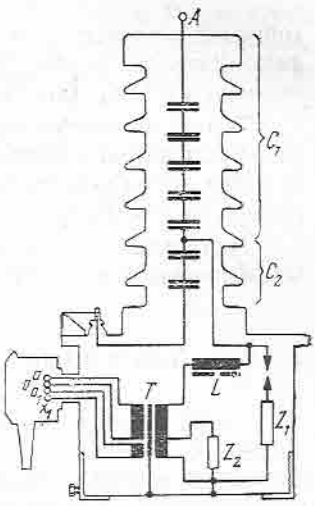


Fig. 8.9. Schema şi modul de repartizare a elementelor constructive în transformatorul capacitiv de tensiune, varianta WP 123 N 1, 110 000/ $\sqrt{3}$ //100/ $\sqrt{3}$/100/ $\sqrt{3}$ V, $P_n = 200$ VA, Cl 0,5, capacitatea de cuplaj 8800 pF (Micafil).

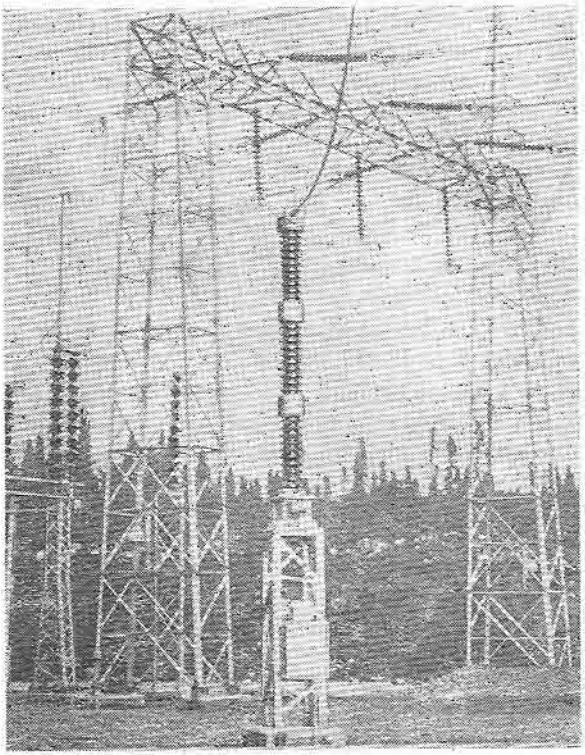


Fig. 8.10. Transformatorul capacitiv de tensiune, varianta WP 420 R1, 400 000/ $\sqrt{3}$ // 100/ $\sqrt{3}$ / 100/3 V, $P_n = 200$ VA, Cl 0,5, capacitatea de cuplaj 200 pF (Micafil).

conectată pe o parte a înfășurării primare a transformatorului T. Protecția întregului dispozitiv de plecare față de supratensiuni este asigurată de eclatorul a cărui impedanță este Z_1. Impedanțele Z_1 și Z_2 constau din capacități și inductanțe [8/17].

Transformatoarelor capacitive de tensiune de înaltă precizie, li se acordă din partea furnizorilor o atenție sporită, prin realizarea lor într-o carcasă comună, avînd în vedere acțiunile factorilor externi, ca: temperatura, straturile conductoare la suprafața lor etc. [8.2].

Transformatoarele capacitive de tensiune sînt în majoritatea lor combinate cu transformatoare de curent (v. subcap. 8.2).

8.2. Transformatoare de curent și tensiune combinate

Pentru economisirea spațiului în construcția stațiilor de distribuție, în special a celor de tensiune foarte înaltă, actualmente unii furnizori construiesc transformatoare de măsură combinate, unde într-un tot unitar este inclus atît transformatorul de curent cît și cel de tensiune. Această soluție determină reducerea spațiului necesar iar din punctul de vedere constructiv este mai ieftină, deoarece se economisesc multe elemente care sînt comune pentru ambele transformatoare, de exemplu carcasa, izolatorul, rama de bază, căruciorul etc. Dezavantajul acestei construcții este influența reciprocă a ambelor transformatoare, fapt pentru care în cazul deteriorării unuia dintre ele este necesar a se scoate din funcțiune întreaga unitate. Din aceste motive, unii furnizori acordă prioritate transformatoarelor realizate pentru montaj în perechi (v. 7.59 și 7.60).

Transformatoarele de măsură combinate au fost propuse inițial într-o serie de soluții care, după felul circuitului magnetic, se pot împărți în două grupe principale:

— transformatoare cu circuit magnetic comun;

— transformatoare cu circuit magnetic separat.

Schema transformatorului combinat, de curent și tensiune, care are circuitul magnetic comun, este prezentată în fig. 8.11 [8.21].

Transformatorul de curent are înfășurarea primară și secundară pe miezul II din mijlocul circuitului magnetic. Atît înfășurarea primară cît și cea secundară a transformatorului de tensiune sînt împărțite în două și sînt repartizate pe miezurile laterale. Fluxul magnetic determinat de transformatorul de curent și cel determinat de transformatorul de tensiune sînt îndreptate în sens opus în miezul I, iar în miezul III ele se însumează avînd același sens. De aici rezultă că tensiunea celor două părți de înfășurare primară și secundară nu este aceeași, dar tensiunea reprezentînd suma lor corespunde lui U_1 și U_2. Suma sau diferența fluxurilor și deci și a tensiunilor celor două părți de înfășurare trebuie considerată fazorial, deoarece ea depinde de unghiul dintre curentul I_1 și U_1. Fluxul magnetic determinat de transformatorul de tensiune acționează în circuitul magnetic al transformatorului de curent ca pregmanetizare. Circuitul magnetic trebuie să fie dimensionat corect, pentru ca la curentul limită termic și la sarcina totală, să nu se producă o suprasa-

turare a miezului şi prin aceasta o înrăutăţire substanţială a preciziei. Pentru nivele de izolaţie mai ridicate, acest transformator se poate realiza în formă de cascadă. Influenţa acţiunii reciproce asupra preciziei ambelor transformatoare este dată în fig. 8.11, *b*.

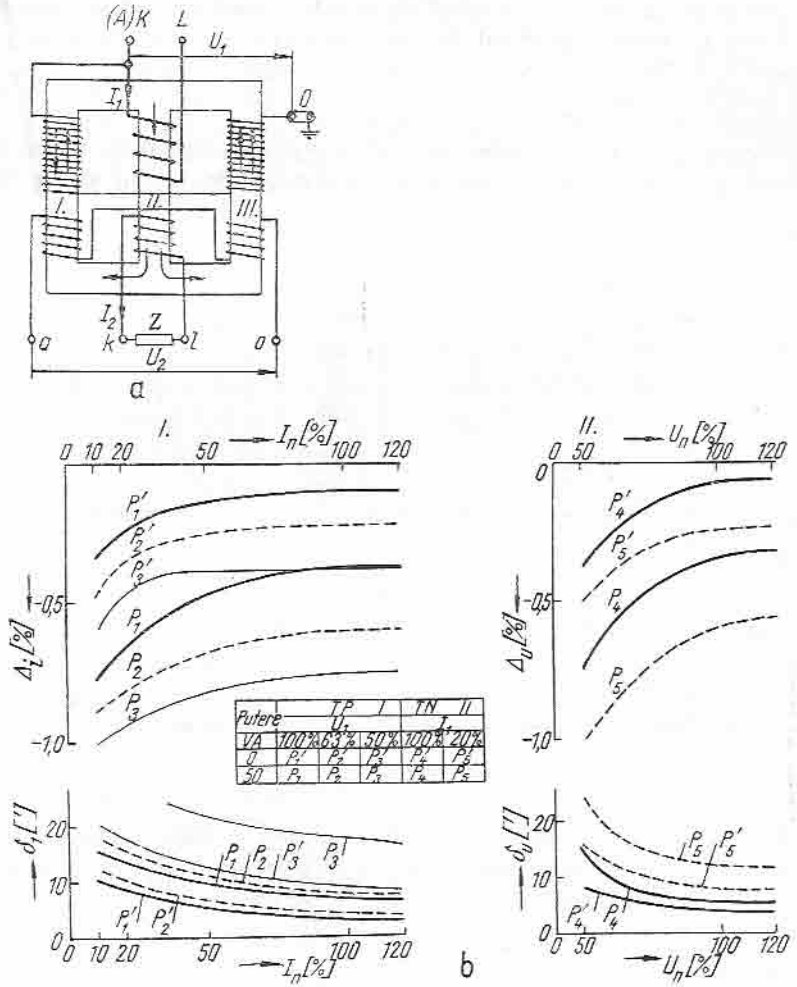


Fig. 8.11. Transformator de curent şi tensiune combinat, tip Scarpa:
a — schema de bază; *b* — influenţa acţiunii reciproce a celor două transformatoare combinate asupra erorilor transformatorului de curent 100—200/5 A şi a transformatorului de tensiune 137 000/ $\sqrt{3}$ //110 $\sqrt{3}$ V, măsurată la o sarcină de 0—50 VA (cos φ = 0,6).

Majoritatea transformatoarelor combinate se construiesc cu circuite magnetice separate. Primul transformator de curent şi tensiune combinat, realizat de firma AEG, a fost de tipul cu cuvă metalică. Elementele funcţionale ale ambelor

transformatoare au fost dispuse în cuva metalică cu ulei, iar plecările înfășurării primare au fost scoase la borne prin izolatorul de trecere comun.

Construcțiile cele mai noi de transformatoare combinate sînt realizate în cuvă de porțelan. Distribuția tensiunii la suprafața cuvei de porțelan trebuie să fie uniformă, pentru ca în anumite locuri să nu apară în condiții meteorologice nefavorabile, descărcări datorită gradientului mare de porțelan pe suprafață, care ar duce la conturnări. În figura 8.12 este prezentată forma cîmpului electric al transformatorului de curent realizat în cuvă de porțelan cu electrozi încrucișați, la care repartiția tensiunii nu este dirijată și este neuniformă [8.22]. Forma cîmpului electric la transformatorul de curent realizat în cuvă de porțelan este dirijată de către ecranele dispuse pe un suport special sau direct în sistemul de izolații al transformatorului.

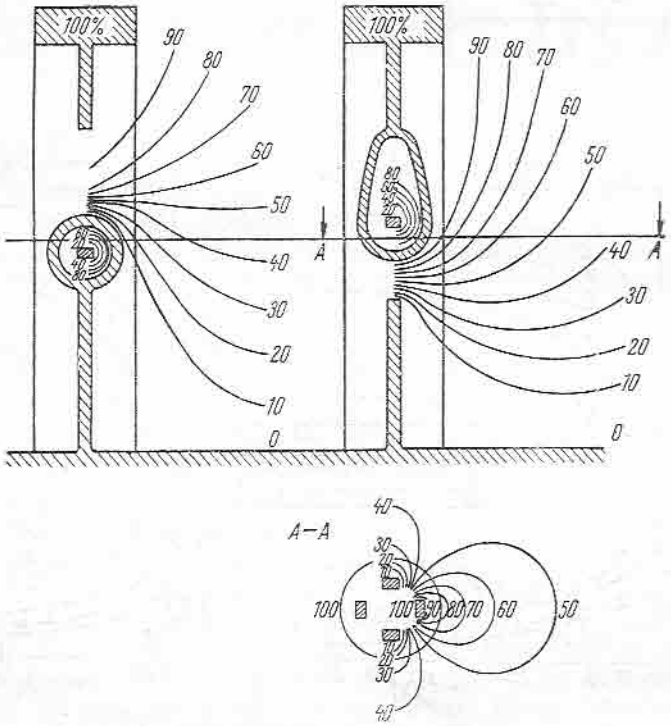


Fig. 8.12. Forma cîmpului electric a transformatorului de curent realizat în careasă, cu toroizi încrucișați.

Elementele funcționale ale transformatorului de curent sînt de obicei dispuse în partea de sus sau de jos. Prima dispunere este mai avantajoasă din punctul de vedere al rezistenței la scurtcircuit, deoarece conductoarele de legătură de la înfă-

şurarea primară la borne sînt mai scurte. De asemenea, influenţa nedorită a cîmpurilor de scăpări ale legăturilor este mai mică.

Acţiunea reciprocă a transformatorului de curent şi de tensiune se manifestă şi la transformatoarele combinate al căror circuit magnetic este separat. Acţiunea transformatorului de curent asupra transformatorului de tensiune este determinată în primul rînd de cîmpul de dispersie. La transformatorul al cărui circuit magnetic este ţesut, această influenţă este mai mare decît la cele cu miez toroidal. Dacă ambele transformatoare sînt alăturate unul de celălalt, este necesar ca axele circuitelor magnetice să fie perpendiculare una pe cealaltă. Trebuie acordată atenţie şi conductoarelor de legătură ale înfăşurării primare a transformatorului de curent care se dispun alăturat unul de celălalt, pentru a forma o buclă cît mai mică.

Transformatorul de tensiune acţionează asupra transformatorului de curent prin intermediul cîmpului său de scăpări. Potenţialul înalt a înfăşurării primare poate să influenţeze precizia de măsurare a transformatorului. Curentul capacitiv, determinat de tensiunea înaltă, trece de la înfăşurarea primară la înfăşurarea secundară prin izolaţia principală, închizîndu-se şi prin circuitul sarcinii. Pătrunderea curentului capacitiv din circuitul primar în circuitul secundar poate fi evitată prin ecranarea înfăşurării secundare cu un înveliş metalic tăiat, legat la pămînt. Curentul capacitiv trece, de asemenea, prin diversele spire ale înfăşurării primare, în special la înfăşurările cu mai multe spire şi se transformă în partea secundară. Influenţa curentului capacitiv se manifestă nu numai la transformatoarele combinate, ci şi la transformatoarele de curent independente, în special în cazul tensiunilor foarte înalte, şi poate determina la un curent primar mic o eroare destul de mare [8.24]. Din acest motiv este necesar ca şi înfăşurarea primară să fie ecranată. Ecranul este legat la borna L, care la transformatoarele combinate este comună cu borna A a transformatorului de tensiune.

Aceste influenţe, datorite acţiunii reciproce dintre cele două transformatoare combinate, trebuie avute în vedere la măsurarea preciziei acestora, care trebuie să fie efectuată în condiţii de funcţionare corespunzătoare cu cele din exploatare (subcap. 11.3, fig. 11.12) [8.25]

În fig. 8.13 sînt indicate diverse construcţii de transformatoare de curent şi tensiune combinate. În fig. 8.13, *a* este indicată realizarea combinată a transformatorului în cuvă de porţelan, circuitul magnetic al transformatorului de tensiune avînd potenţialul tensiunii înalte. Transformatorul de curent este în partea de jos. Borna de plecare a înfăşurării secundare a transformatorului de tensiune şi cea de intrare a înfăşurării primare a transformatorului de curent sînt scoase prin izolatoare de trecere. Izolaţia este realizată din înfăşurări din hîrtie, în care sînt introduse

armături de condesator, pentru realizarea unei distribuții uniforme a tensiunii pe straturile izolației și de-a lungul izolatoarelor de trecere.

O construcție mai nouă este transformatorul combinat din fig. 8.13, *b* [8.23]. Transformatorul de curent se află situat în partea de sus a transformatorului combinat. Înfășurarea secundară, dispusă pe miezul în formă de toroid, este ecranată cu bandă metalică, racordată la tubul legat la pământ. Tubul servește pentru fixarea elementelor funcționale ale transformatorului de curent și prin mijlocul său trec legăturile înfășurării secundare. Bandajul metalic și tubul sînt înfășurate cu izolație de hîrtie, în care se află armături de condensator pentru repartiția tensiunii. Pe această izolație, care este dimensionată pentru întreaga tensiune de lucru, este dispusă înfășurarea primară a transformatorului de curent. Transformatorul de tensiune se află în partea de jos. Înfășurarea primară și cea secundară sînt dsipuse pe miezul din mijloc al circuitului magnetic, iar carcasa este legată la pămînt. Înfășurarea primară este de tip stratificat, ceea ce asigură o repartiție liniară a tensiunii de unde de impuls. În interior și în exterior ea sete prevăzută cu ecrane și înfășurată cu izolație de hîrtie avînd armături de condensator. În interiorul izolatorului se găsește un cilindru prevăzut cu armături de condensator, care asigură repartiția uniformă a tensiunii pe suprafața izolatorului. Cilindrul micșorează și pericolul de explozie al transformatorului. Pentru tensiunea de 220 kV, transformatorul de tensiune este dispus în mijlocul transformatorului combinat. Circuitul magnetic în manta se află legat la jumătate din tensiunea față de pămînt și este conectat și cu armătura mijlocie de condensator, fixată pe tub. Înfășurarea primară este dispusă pe miezul de sus, iar cea secundară pe miezul de jos al circuitului magnetic.

Transformatorul combinat al firmei BBC (fig. 8.13, *c*) [8.26] este alcătuit din transformatoare de curent și tensiune, care se realizează și independent. Transformatorul de tensiune are circuitul magnetic în formă de U închis, pe lungimea căruia este dispusă înfășurarea secundară. Peste înfășurarea secundară se așază izolația principală constituită din hîrtie, peste care este dispusă înfășurarea primară, alcătuită dintr-o serie de bobine. Transformatorul de curent este cu toroizi încrucișați. În izolația înfășurării primare, realizată din hîrtie înfășurată, sînt introduse armăturile de condensator, conectate cu bobinele respective ale înfășurării primare ale transformatorului de tensiune. Această realizare asigură distribuția uniformă a tensiunii pe fiecare strat de izolație și reprezintă o stabilitate mare față de solicitările cu unde de impuls de tensiune [8.27].

Interesantă, dar foarte costisitoare, este construcția transformatorului combinat din fig. 8.13, *d* [8.28]. Transformatorul de tensiune are circuitul magnetic legat la potențialul tensiunii înalte. În paralel cu acest circuit este realizată bucla înfășurării primare a transformatorului de curent. Înfășurarea primară a transformatorului de tensiune este dispusă pe miez, peste bucla înfășurării primare a transformatorului de curent. Elementele individuale determină repartiția uniformă a tensiunii. Ultimul element este legat la pămînt și pe acesta este dispusă înfășurarea secundară a transformatorului de tensiune. În continuare este așezat miezul toroidal cu înfășurarea secundară a transformatorului de curent.

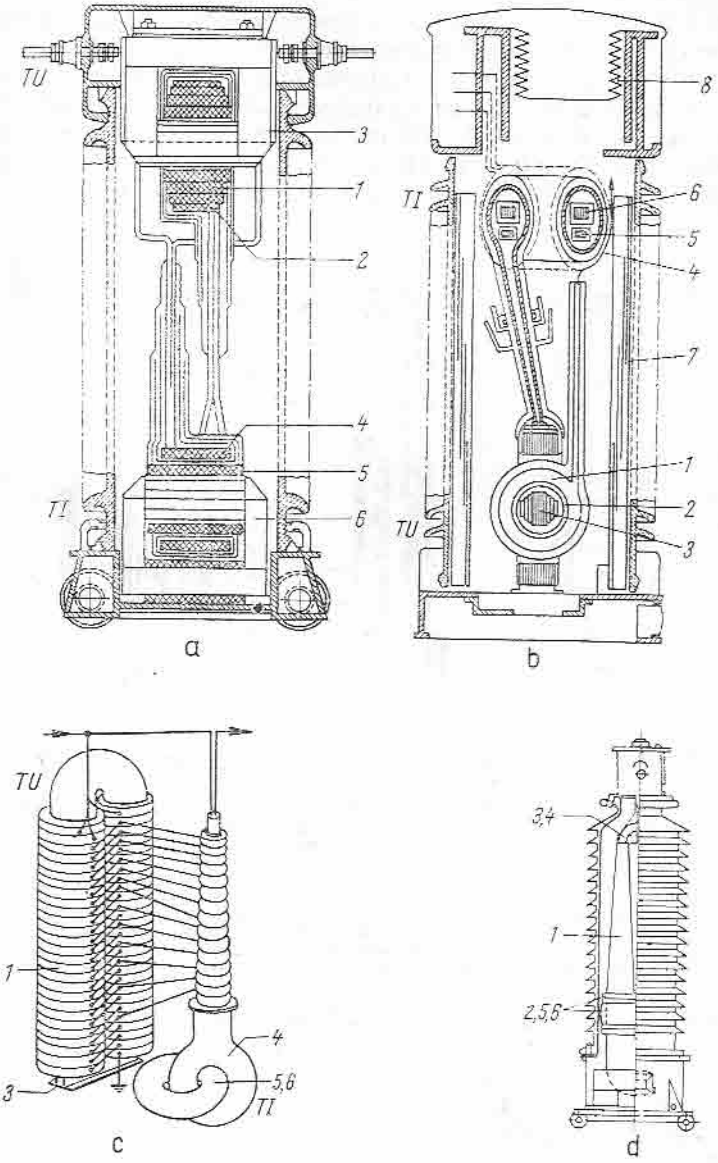


Fig. 8.13. Diverse construcții de transformatoare combinate:

a — transformatorul de tensiune este în partea de sus, iar circuitul magnetic este la potențialul tensiunii înalte; *b* — realizare AEG; *c* — realizare BBC; *d* — realizare Moser-Glaser;

TU — transformator de tensiune; *1* — înfășurare primară; *2* — înfășurare secundară; *3* — circuitul magnetic; *TI* — transformator de curent; *4* — înfășurare primară; *5* — înfășurare secundară; *6* — circuitul magnetic; *7* — tub cu armături de condensator; — capacul cu membrană.

În fig. 8.14 sînt prezentate transformatoare combinate, în care transformatorul de tensiune este cu circuitul magnetic deschis.

În fig. 8.14, *a* este prezentat transformatorul de tensiune de construcție cunoscută, cu miez tip bară, după Biermans (subcap. 3.18). Circuitul magnetic este alcătuit din sectoare izolate între ele. Transformatorul de curent este realizat ca o cascadă în două trepte. Treapta întîi și treapta a doua sînt legate cu două ramuri paralele ale înfășurării primare ale transformatorului de tensiune. În fig. 8.14, *c* sînt pre-

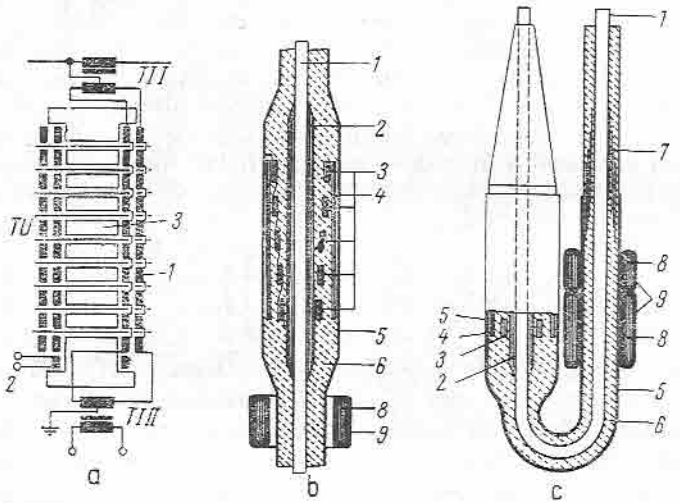


Fig. 8.14. Transformatoare combinate — transformatorul de tensiune cu circuit magnetic deschis:

a — realizarea transformatorului de tensiune după Biermans ;*TU* — transformator de tensiune; *1* — înfășurare primară; *2* — înfășurare secundară; *3* — circuit magnetic; *TI* — transformator de curent; *I* — prima treaptă a cascadei; *II* — a doua treaptă a cascadei; *b, c* — realizarea transformatoarelor combinate cu izolație Dureseo (Moser-Glaser); *1* — conductorul primar al transformatorului de curent; *2* — circuitul magnetic tip bară al transformatorului de tensiune; *3* — bobinele înfășurării primare ale transformatorului de tensiune; *4* —înfășurarea secundară a transformatorului de tensiune; *5* — stratul conductor legat la pămînt; *6* — izolația epoxidică Duresco; *7* — armături de condensatoare; *8* — miezul toroidal al transformatorului de curent; *9* — înfășurarea secundară a transformatorului de curent.

zentate transformatoare combinate, cu izolație laminată din rășină epoxidică Duresco [7.24]. Circuitul magnetic al transformatorului de tensiune este tip bară.

La transformatoarele combinate, transformatorul de tensiune inductiv poate fi înlocuit cu transformatorul capacitiv (fig. 8.15).

De cele mai multe ori, transformatorul de curent este realizat cu toroizi încrucișați. În fig. 8.15, *a* este prezentat transformatorul de curent situat în partea de jos. Înfășurarea primară este introdusă în blindajul metalic ce trece prin tubul în care sînt scoase plecările la bornele primare. Tubul și blindajul sînt învelite cu izolație de hîrtie peste care se așază etanș spirele individuale ale divizorului capacitiv, care asigură repartiția uniformă a tensiunii de-a lungul întregului izolator de trecere și în afara izolatorului. Forma cîmpului electric al transformatorului combinat,

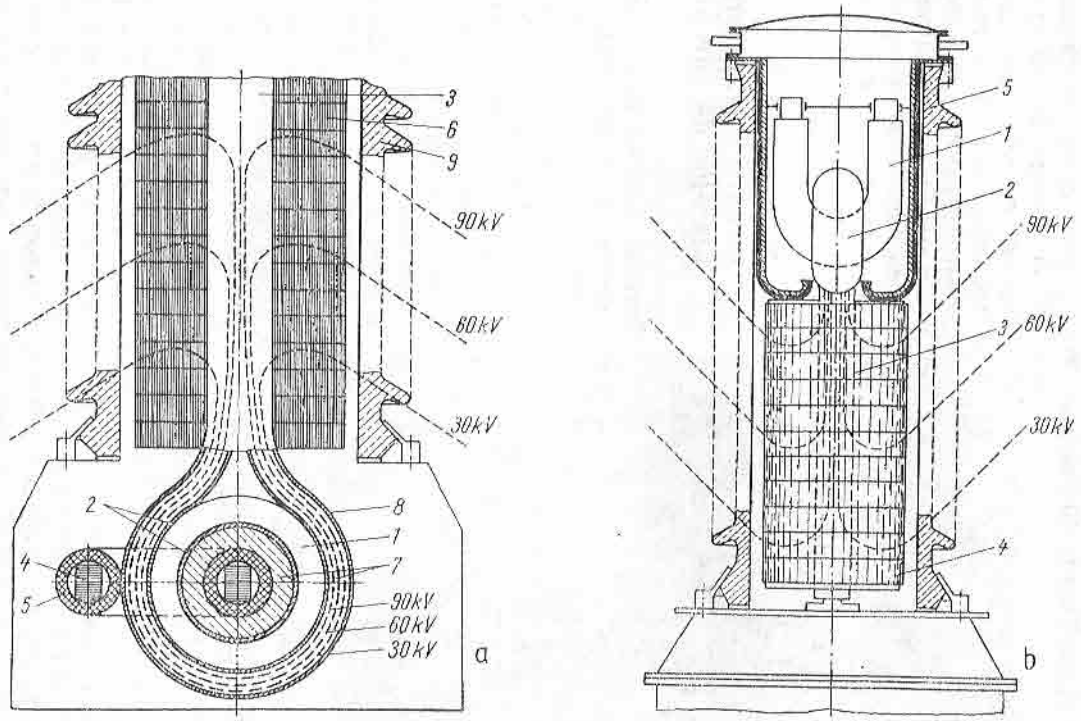


Fig. 8.15. Transformatoare combinate cu transformator capacitiv de tensiune:

a — transformatorul de curent se află în partea de jos; *1* — înfăşurarea primară a transformatorului de curent; *2* — blindaj metalic; *3* — izolatorul de trecere al plecărilor primare ale transformatorului de curent; *4* — miezul toroidal al transformatorului de curent; *5* — înfăşurarea secundară a transformatorului de curent; *6* — elementele de condensator ale divizorului capacitiv; *7* — izolaţia înfăşurării primare a transformatorului de curent; *8* — stratul conductor legat la pământ; *9* — izolator; *b* — transformatorul de curent este în partea de sus; *1* — înfăşurarea primară cu izolaţie; *2* — miezul toroidal cu înfăşurarea secundară şi cu izolaţia; *3* — izolatorul de trecere al plecărilor înfăşurării secundare; *4* — elementele de condensator (tubulare n.t.) ale divizorului capacitiv; *5* — izolator.

pentru 110 kV este exprimată de nivelele echipotențiale pentru 30, 60 și 90 kV. În fig. 8.15, *b* este prezentată o realizare asemănătoare de transformator combinat, avînd transformatorul de curent în partea de sus [8. 29].

În fig. 8.16 este prezentat transformatorul combinat, executat în cuvă de porțelan produs de firma TRO-Berlin, pentru 400 kV, împreună cu transformatorul capacitiv de tensiune. Transformatorul de curent este cu trei miezuri, înfășurarea primară comutabilă în raportul 1:2:4. Pentru tensiunile de 60—220 kV, firma TRO-Berlin produce transformatoare combinate, al căror transformator de tensiune este inductiv [8.30].

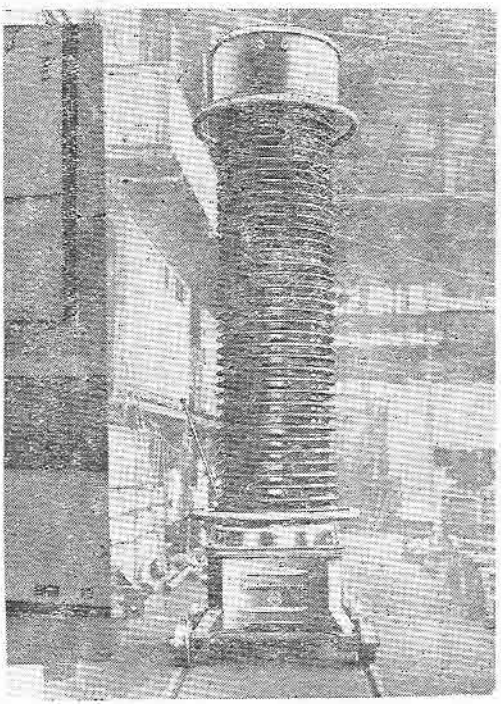


Fig. 8.16. Transformator de curent și tensiune combinat, varianta CIS 380 E. Transformatorul capacitiv de tensiune $400\,000 / \sqrt{3} // 2\times200 / \sqrt{3} / 2\times100 / 3$ V, $P_n = 180$ VA, Cl 0,5; transformatorul de curent $4\times500/1/1/1$A, $P_{n1} = 38$ VA, Cl 0,5, $n < 5$, $P_{n2} = 60$ VA, Cl 1, $n > 10$, $P_{n3} = 60$ VA, Cl 1, $n > 10$ (TRO Berlin).

8.3. Stabilitatea la scurtcircuit a transformatoarelor de curent

Creșterea puterilor de scurtcircuit din sistemele energetice impun pretenții sporite pentru stabilirea la scurtcircuit a instalațiilor electrice, care trebuie să funcționeze sigur și în aceste situații de avarie. O atenție mărită trebuie acordată dimensionării derivațiilor cu consum mic dar cu putere mare de scurtcircuit, din stațiile de distribuție de înaltă tensiune. La nivelul actual al tehnicii, aceste probleme se rezolvă cu ajutorul diferitelor metode. Una dintre acestea este limitarea puterii de scurtcircuit prin mărirea reactanței circuitului utilizînd transformatoare cu impedanță mare sau reactațe speciale. O altă posibilitate este protejarea derivației respective cu siguranțe de putere, care la un scurtcircuit întrerup curentul atît de repede, încît acesta nu atinge valoarea maximă (§.12.9.1). Mai există pentru aceste circuite cu putere mare de scurt circuit și soluția de a dimensiona elementele conducătoare de curent, în funcție de puterea de scurtcircuit. Conexiunile, aparatele electrice conectate și instalația trebuie să fie sigure la efectele produse de curentul dinamic și termic de scurtcircuit.

Elementele cele mai importante a acestor circuite o constituie transformatoarele de curent. Transformatoarele de curent realizate normal, cu coeficienții termic

și dinamic pînă la 90, în majoritatea cazurilor nu se pot folosi aici. Transformatoarele de curent monospirale au cele mai avantajoase condiții din punct de vedere al stabilității la scurtcircuit deoarece, prin dimensionarea conductorului primar, se pot obține ușor curenții limită termic și dinamic de scurtcircuit termic. Pentru transformatoarele de curent monospirale, cel mai mic curent primar nominal, din punct de vedere economic, este de circa 100 A. Pentru curenți mai mici este necesară mărirea considerabilă a secțiunii circuitului magnetic, iar pentru obținerea preciziei dorite este de asemenea necesară folosirea premagnetizării și a schemelor artificiale pentru compesarea erorilor (§.3.6.3 și 3.6.4), (fig. 8.17).

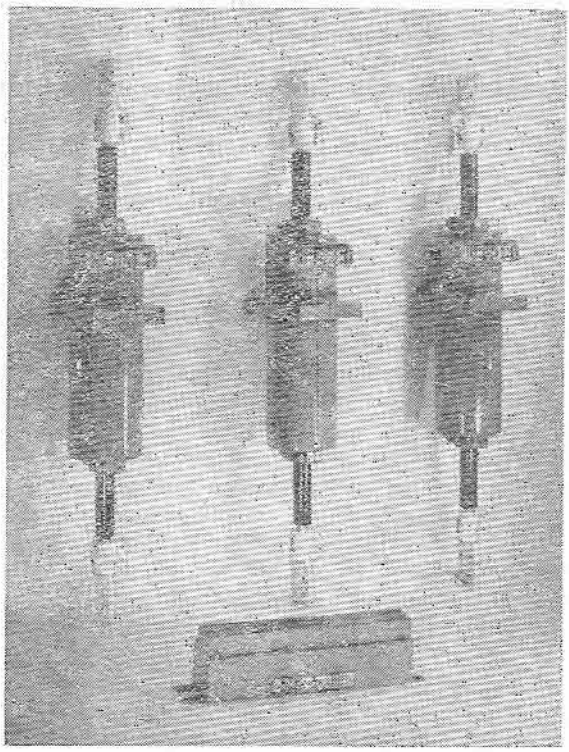


Fig. 8.17. Grupă de transformatoare de curent tip bară, cu rezistență mărită la scurtcircuit varianta NAFT 421 *b*, 75//1/1A:
I-o înfășurare $P_n = 10$ VA, Cl 0,5; *II* — a doua înfășurare $P_n = 20$ VA, Cl 1, $k_d = 1200$, $I_t = 88$ kA, $I_d = 200$ kA, în față este sursa de 150 Hz pentru premagnetizarea circuitelor magnetice ale celor trei transformatoare (EJF Brno).

Obținerea unei stabilități mărite la scurtcircuit pentru transformatoarele de curent tip bobină, la un curent primar, nominal mic, este mult îngreuiată. În locul acestei soluții constructive se folosesc uneori transformatoare avînd coeficienții termic și dinamic în jur de 90. Din punctul de vedere al acțiunii forțelor electrodinamice, este necesar să se aleagă o astfel de construcție, care să aibă bucla înfășurării primare relativ mică (v. fig. 7.23). Transformatoarele tip buclă (v. fig. 7.29,*a*) nu sînt potrivite pentru acest scop. În cazul în care nu se dispune de transformatorul corespunzător, curentul primar nominal al transformatorului nu se alege după curentul de funcționare, ci ținînd seama de curentul limită termic de scurtcircuit și de curentul limită dinamic necesar. Prin aceasta se asigură stabilitatea la scurtcircuit dorită, însă precizia nu mai este asigurată, mai ales la curenți de lucru mici.

Din aceste motive a fost necesar să se dezvolte transformatoarele cu stabilitate mare la scurtcircuit, adică transformatoarele de curent avînd coeficienți termici și dinamici ridicați. La transformatoarele de curent tip bobină o rezistență mare

la scurtcircuit se obține prin reducerea tensiunii magnetomotoare și mărirea secțiunii înfășurării primare. Pentru obținerea puterii și a preciziei solicitate este necesar să se mărească secțiunea circuitului magnetic și să se folosească materiale magnetice de o permeabilitate înaltă. Posibilitatea de folosire a acestor materiale depinde însă de dispunerea constructivă a părților funcționale a transformatorului. În continuare, este necesar a se alege o astfel de construcție, încît bucla înfășurării primare să fie mică. Cu aceste modificări s-a putut obține pentru transformatorele de curent de construcție veche un coeficient dinamic de circa $k_d = 250$.

În anul 1953 a fost propusă o construcție specială pentru transformatoarele de curent, realizată în cascadă, cu stabilitate mare la scurcirtcuit (fig. 8.18)[8.33],

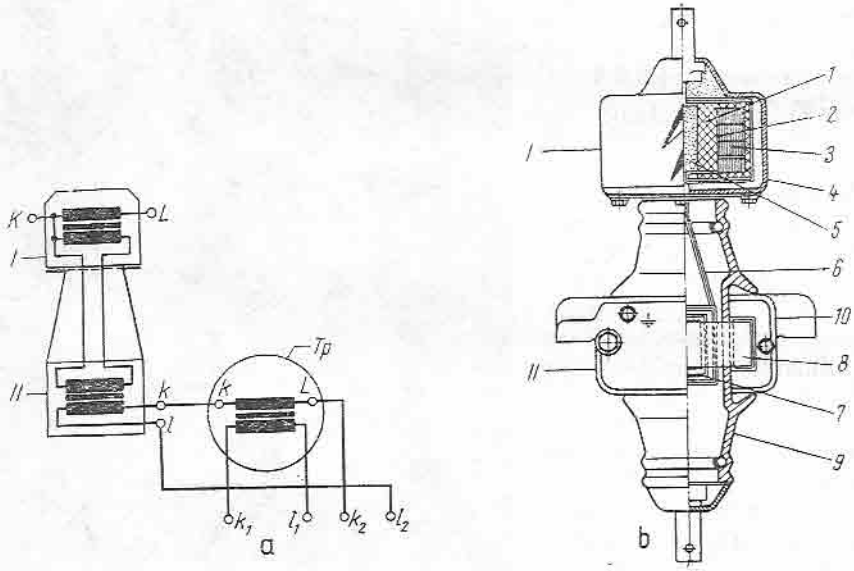


Fig. 8.18. Transformator de curent, realizat în cascadă, rezistent la scurtcircuit:
a — schema conexiunii transformatorului tip suport *T* cu transformator auxiliar T_p; *I* — elementul de intrare; *II* — elementul de izolație; *b* — secțiune prin transformatorul de tip trecere vertical; *I* — elementul de intrare; *1* — înfășurarea primară; *2* — înfășurarea secundară; *3* — circuitul magnetic; *4* — carcasa de silumină a elementului de intrare; *5* — rășină epoxidică; *II* — elementul de izolație; *6* — înfășurarea primară; *7* — înfășurarea secundară; *8* — circuitul magnetic; *9* — corpul izolant de porțelan; *10* — carcasa (EJF Brno).

la care s-a obținut cel mai mare coeficient dinamic $k_d = 1300$. Transformatoarele realizate cu un singur miez au puterea nominală de 15 VA și clasa de precizie 0,5, iar la cel realizat cu două miezuri, puterea este jumătate pentru aceeași clasă de preiczie. Prima treaptă a cascadei, așa-zisul element de intrare, are miezul toroidal, realizat din material magnetic cu cristale orientate. Pe el sînt repartizate uniform, pe întregul circuit, înfășurările secundare și primare. Secțiunea înfășurării primare a elementului de intrare este dimensionată pentru curentul limită termic, nominal, de scurtcircuit, care corespunde coeficientului termic respectiv. Curentul

limită termic maxim de scurtcircuit este 36 kA. Elementul de intrare este introdus în carcasa de silumină, iar fața de efectul forțelor electrodinamice (v. fig. 5.4) înfășurarea primară este consolidată cu rășină epoxidică turnată. Înfășurările primară și secundară ale primei trepte sînt conectate împreună la un pol și se află la potențialul tensiunii înalte. Tensiune înaltă este și la carcasa de silumină. A doua treaptă a cascadei (elementul de izolație) izolează tensiunea înaltă de circuitele secundare, la care sînt racordate aparatele de măsură și de protecție. Elementul de izolație este un transformator adaptat cu izolația din porțelan (v. fig. 7.23), fiind realizat atît ca tip suport cît și ca tip de trecere, vertical. În locul bornelor primare în partea de sus a izolatorului se află montat elementul de intrare. Nivelul de izolație al transformatorului cu stabilitate mare la scurtcircuit este dat de elementul respectiv de izolație. Stabilitatea înaltă la scurtcircuit se obține prin aceea că efectele curentului de scurtcircuit sînt limitate la elementul de intrare a cărui înfășurare primară are buclă mică, consolidată mecanic, iar secțiunea este dimensionată pentru curentul limită termic. Transformatoarele stabile la scurtcircuit, executate în cascadă, s-au realizat pentru cinci coeficienți termici și dinamici (de la 250 la 1 300), cărora le corespund cinci mărimi ale elementelor de intrare.

Fabricarea acestor transformatoare este destul de costisitoare. Pentru atingerea preciziei respective este necesară premagnetizarea. Sarcina mare a elementului de izolare limitează curentul secundar al elementului de intrare și cu aceasta limitează curentul primar și secundar al elementului de izolație.

O construcție asemănătoare o au și transformatoarele de curent, rezistente la scurtcircuit, la care elementul de intrare este realizat ca o bobină de inductanță cu miez magnetic, conectată în paralel cu bornele primare ale elementului de izolație. Înfășurarea bobinei de inducție este dimensionată pentru curentul de scurtcircuit total și caracteristica lui este aleasă în așa fel ca în timpul funcționării normale prin bobina de inductanță să treacă numai un curent foarte mic. Saturarea miezului la scurtcircuit determină reducerea reactanței bobinei de inductanță, marea majoritate a curentului de scurtcircuit trece prin bobină și numai o parte mică trece prin înfășurarea primară a elementului de izolație.

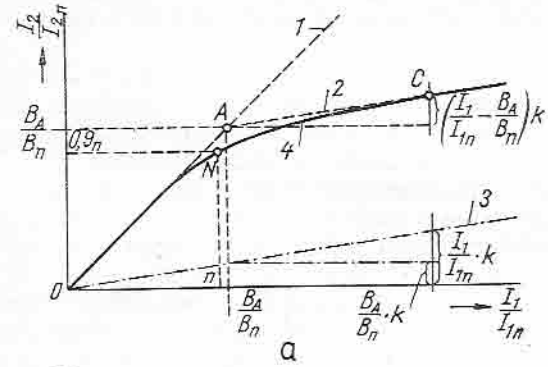
Introducerea rășinilor epoxidice în construcția transformatoarelor de măsură a permis realizarea unei construcții noi a transformatoarelor de curent tip bobină, rezistente la scurcircuit. Înfășurarea primară, înglobată în rășină expodică turnată, este foarte rezistentă față de efectul forțelor electrodinamice din timpul scurtcircuitului. Rezistența blocului turnat poate fi mărită prin armarea lui cu ramă metalică. O atenție sporită trebuie acordată efectelor termice ale curentului de scurtcircuit, deoarece în interiorul transformatorului poate apărea o mărire bruscă a temperaturii pînă la 200°C, care determină fisurarea blocului epoxidic. Din acestă cauză trebuie ca înfășurarea să fie elasticizată [8.34], asigurîndu-se eliminarea rapidă a căldurii la suprafață. Izolația longitudinală a ambelor înfășurări trebuie întărită, avîndu-se în vedere supratensiunile ce pot apărea la scurtcircuit. Forma și mărimea supratensiunilor pot atinge valori ridicate în cazul în care circuitul secundar este deconectat și prezintă un pericol special pentru transformatoarele avînd curenți primari nominali mici. Înfășurarea primară este dimensionată pentru curentul limită termic și nu ține seama de utilizarea slabă a materialului în regim de lucru normal. De asemenea, secțiunea înfășurării secundare trebuie dimensionată ținînd seama de

curentul secundar care trece prin ea la scurtcircuit. Mărimea curentului în scurtcircuit este limitată de alura caracteristicii de supracurent, dar determinarea lui după coeficientul de saturație este insuficientă [8.35]. Curentul secundar crește și după saturarea miezului, deoarece transformatorul lucrează în continuare ca transformator cu *miez de aer*. Caracteristica de supracurent (fig. 8.19) poate fi împărțită în două părți. Prima parte corespunde liniei *1*, cînd circuitul magnetic nu este încă saturat. Linia *1* este tangentă la curba de supracurent în originea axelor și pentru ea se poate scrie relația

$$\frac{I_2}{I_{2n}} = \frac{I_1}{I_{1n}} \text{ [A; A]}, \tag{8.47}$$

iar în punctul A unde are loc saturarea miezului, este valabilă relația

$$\frac{I_2}{I_{2n}} = \frac{B_A}{B_n} = \frac{I_1}{I_{1n}} \text{ [A; T; A]}, \tag{8.48}$$



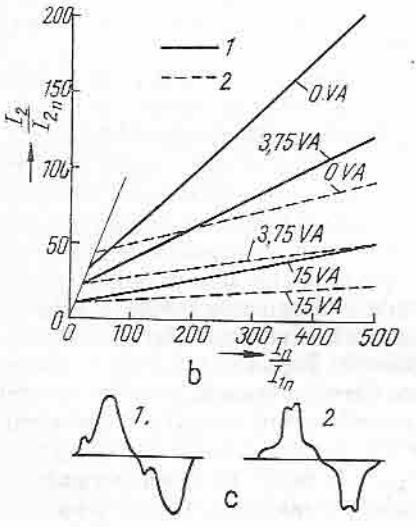


Fig. 8.19. Caracteristicile de supracurent:

a — stabilirea alurii; *1* — circuit magnetic nesaturat; *2* — circuit magnetic saturat; *3* — alura caracteristicii de supracurent la transformatoarele cu miez de aer; *4* — alura reală la transformatoarele cu miez magnetic; *b* — alura caracteristicilor de supracurent calculate pentru sarcina cos $\varphi = 1$; *1* — circuitul magnetic în manta — înfășurarea este cilindrică; *2* — circuitul magnetic este toroidal cu înfășurarea uniform repartizată; *c* — formele curbelor curentului secundar; *1* — supracurent mare și sarcină mică; *2* — supracurent mic și sarcină mare.

unde B_A este inducția la care are loc saturația miezului și se determină din curba de magnetizare a materialului respectiv de magnetizare. B_n este inducția la sarcina exterioară nominală Z și la sarcina interioară determinată de înfășurarea secundară și are expresia

$$B_n = I_{2n} \frac{\sqrt{(R + R_2)^2 + (X + X_2)^2}}{4{,}44\, f\, N_2\, S_c} \text{ [T; A, } \Omega\text{, m}^2\text{Hz]}. \tag{8.49}$$

Din punctul A urmează caracteristica de supracurent, linia *2*, care este asimptotă la caracteristica reală de supracurent și este paralelă cu linia *3*, ce

corespunde caracteristicii de supracurent a transformatorului cu *miez de aer*. Pentru această dreaptă este valabilă relația

$$\frac{I_2}{I_{2n}} = \frac{I_1}{I_{1n}} \cdot k \ [\mathrm{A};\ \mathrm{A}], \tag{8.50}$$

$$\text{unde: } k = \frac{\frac{N_2}{N_1}\,\omega \cdot M}{\sqrt{(R + R_2)^2 + (X + X_2)^2}} \ [-;\ \mathrm{H},\ \Omega]; \tag{8.51}$$

M este inductanța mutuală; $X_2 = \omega L_2$ reste reactanța înfășurării secundare. Pentru transformatorul cu *miez de aer*, valorile M și L_2 se determină prin calcul sau se măsoară cu puntea Maxwell de măsurare a inductanței. Factorul k depinde de forma circuitului magnetic și de repartizarea înfășurării. Valoarea lui este mai mică la miezul toroidal, care are înfășurarea repartizată pe tot circuitul, față de circuitul magnetic tip cu coloane, cu înfășurare cilindrică (fig. 8.19, *b*).

Valoarea aproximativă a factorului k se poate determina din ecuația (8.52), care este valabilă pentru toate tipurile de înfășurări și dă valori acoperitoare [8.36 și K_2]:

$$k = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{|Z| + |Z_2|}{X_2}\right)^2 + 2\left(\frac{|Z| + |Z_2|}{X_2}\right)\sin\varphi}} \ [-;\ \Omega]. \tag{8.52}$$

Pentru un punct oarecare C, aflat în partea saturată a caracteristicii de supracurent, este valabilă relația

$$\frac{I_2}{I_{2n}} \approx \frac{B_A}{B_n} + \left(\frac{I_1}{I_{1n}} - \frac{B_A}{B_n}\right) \cdot k[\mathrm{A};\ \mathrm{T};\ \mathrm{A}]. \tag{8.53}$$

Din această relație se poate determina și valoarea curentului secundar în timpul scurtcircuitului. Calculul curentului secundar nu ia în considerare distorsiunea lui, care are loc datorită saturării miezului. Pentru simplificarea expunerii, distorsiunea curentului secundar se poate descompune în două componente. O componentă exprimă curentul, care la sarcină activă în cazul saturării are aceeași formă cu tensiunea de la bornele primare. Alura ei se aseamănă cu a tensiunii ce apare în cazul circuitului secundar deconectat. A doua componentă are alură sinusoidală și corespunde transformatorului de curent cu *miez de aer*. Pentru curenți mari și sarcini mici, componenta sinusoidală este destul de mare și distorsiunea este mai mică decît în cazul supracurenților mici și sarcinilor mari ale transformatorului, cînd componenta sinusoidală este foarte mică (v. fig. 8.19, *c*). Determinarea precisă a mărimii curentului secundar în timpul scurtcircuitului este posibilă numai prin încercări [8.37].

Din relațiile prezentate rezultă că mărimea curentului secundar în zona de supracurent depinde de sarcina transformatorului. În cazul transformatoarelor stabile la scurtcircuit, la care curentul primar în timpul scurtcircuitului poate fi de ordinul a 2000 ori curentul nominal, curentul din circuitul secundar poate atinge valori însemnate, în cazul conectării înfășurării secundare în scurtcircuit sau în cazul unei sarcini mici. În aceste condiții este necesară nu numai dimensionarea corectă a secțiunii înfășurării secundare, ci și luarea unor măsuri care să împiedice deteriorarea aparatelor de măsurat și de protecție racordate. De aceea este necesar

ca la aceste transformatoare să fie indicate sarcina minimă care trebuie conectată pe partea secundară, precum și curentul secundar în timpul scurtcircuitului, corespunzător valorii curentului limită termic.

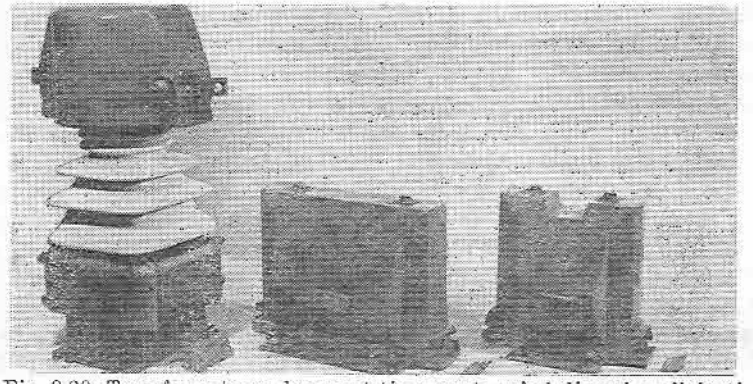


Fig. 8.20. Transformatoare de curent tip suport, avînd diverși coeficienți limită dinamici:
a — construcție în cascadă — cu un singur miez, varianta NAF 643/850, 22 kV, 50/5 A, $k_d = 850$, $P_n = 15$ VA, Cl 0,5, $n < 5$; *b* — transformator rezistent la scurtcircuit, înglobat în rășină epoxidică turnată — cu două miezuri, varianta PC 223, 22 kV, $k_d = 1\,200$, $I_{t\,max}$ r = 50 kA, I_{1n} (5—40 A). O înfășurare: $P_n = 10$ VA, *Cl* 0,5, $n < 5$; a II-a înfășurare: $P_n = 30$ VA, Cl 3, $n < 5$; *c* — transformator cu două miezuri — coeficient limită dinamic $k_d = 90$, varianta Pb 223, 22 kV, I_{1n} (5—400 A), $I_{t\,max} = 36$ kA; 1—prima înfășurare: $P_n = 15$ VA, Cl 0,5, $n < 5$; II-a doua înfășurare: $P_n = 30$ VA, *Cl* 1, $n > 5$ (EJF Brno).

Majoritatea furnizorilor de transformatoare de măsură realizează transformatoare de măsură stabile la scurtcircuit prin reducerea numărului de spire primare, soluție care conduce la reducerea sarcinii și preciziei în comparație cu transformatoarele normale [7.10, 7.17, 7.19 și 7.41]. În fig. 8.20 este prezentată o comparație între diverse transformatoare de curent stabile la scurtcircuit și un transformator care are coeficientul limită dinamic $k_d = 90$.

Fig. 8.21. Transformator de curent cu stabilitate ridicată la scurtcircuit, varianta AKW (R) (Moser-Glaser).

Transformatorul cu stabilitate ridicată la scurtcircuit din fig. 8.20, *b* poate fi realizat cu un singur miez, iar în cazul folosirii întregului spațiu pentru circuitul magnetic, se obține creșterea puterii și a clasei de precizie. De asemenea, transformatorul din fig. 8.20, *c* se poate realiza fie cu un miez și cu tensiune magnetomotoare redusă, fie stabil la scurtcircuit. Firma Moser și Glaser a folosit, pentru realizarea transformatoarelor stabile la scurtcircuit, noua serie de transformatoare de curent tip suport (fig. 8.21), care se fabrică cu unul

pînă la trei miezuri, pentru sarcini mari și erori mici. Transformatoarele au ambele înfășurări, ca și circuitul magnetic înglobate în rășină epoxidică turnată. În folosirea elementelor funcționale ale transformatorului s-a obținut, la prototipul transformatorului rezistent la scurtcircuit de 10/5 A, $P_n = 10$ VA, Cl 3, $n = 15$, un coeficient dinamic foarte mare, de ordinul 2000. Curentul termic de scurtcircuit a fost 20 kA, iar curentul dinamic 50 kA.

8.4. Transformatoare de însumare și măsurarea însumată

În rețelele electrice, uneori este necesar să se măsoare suma curenților, puterilor sau energiilor, în două sau mai multe circuite separate. În acest scop se folosesc transformatoarele de însumare și diferite dispozitive de însumare. Transformatoare pentru măsurarea sumei curenților sau diferenței lor se folosesc și la cîteva tipuri de protecție. În fig. 8.22, *a* este prezentat transformatorul de însumare care are două înfășurări primare și o singură înfășurare secundară.

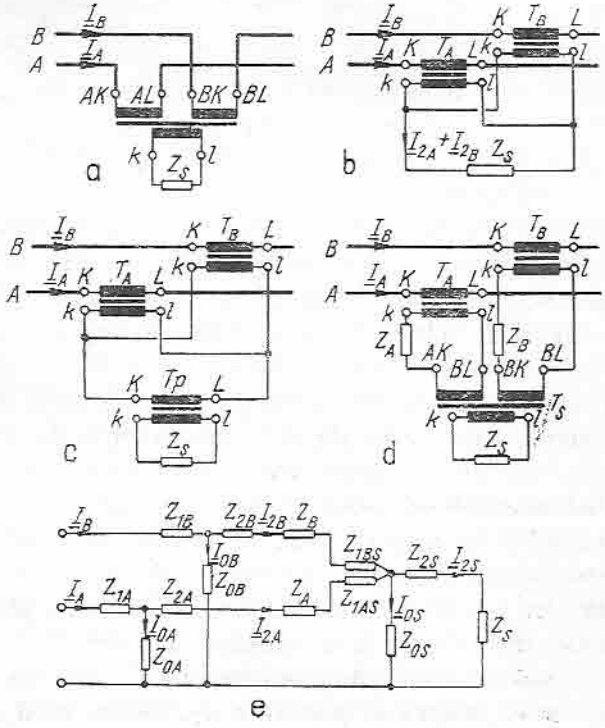


Fig. 8.22. Conexiuni de însumare:

a — transformator de curent, pentru însumare, cu două înfășurări primare; *b* — conexiunea de însumare pentru două transformatoare T_A și T_B; *c* — conexiunea de însumare pentru două transformatoare T_A și T_B, cu transformatorul auxiliar T_p; *d* — conexiunea de însumare pentru două transformatoare T_A și T_B cu transformatorul de însumare T_S; *e* — schema echivalentă a conexiunii de însumare pentru două transformatoare, cu transformator de însumare.

Pentru transformatoarele de înaltă tensiune care au circuitele primare izolate unul față de altul la nivelul total de izolație, această realizare este foarte pretențioasă. În fig. 8.23 este prezentat transformatorul de curent, de însumare, de tip bară, cu două conductoare primare. Înfășurarea primară este izolată cu izolatoare de trecere din porțelan. Transformatorul este destinat pentru măsurarea sumei curenților din două ramuri paralele de la generator.

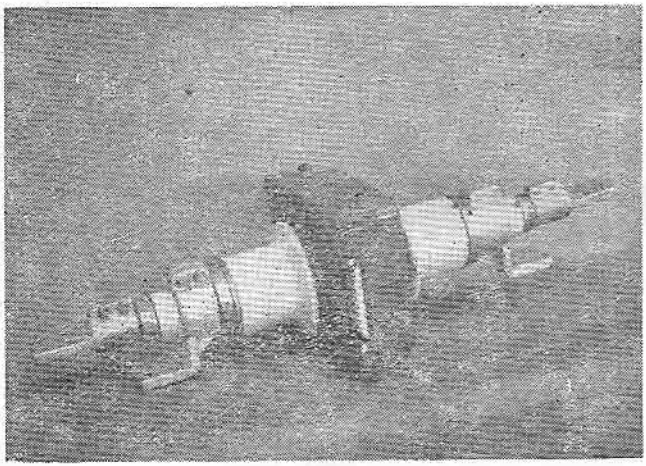


Fig. 8.23. Transformator de curent, de însumare, tip bară, varianta NATT 334, 2000 + 2000/5 A, 10 kV, $P_n = 30$ VA, Cl 0,5 (EJF Brno).

În fig. 8.22, *b* este prezentată schema conexiunii de însumare pentru două transformatoare având același raport de transformare. Suma curenților secundari care trec prin sarcina Z_s este egală cu dublul unuia dintre ei. Aparatele de măsurat trebuie să fie adaptate pentru mărimea curenților, sau raporturile de transformare trebuie astfel alese încît suma curenților să fie 5A sau 1A. Curentul însumat poate fi modificat la valoarea standardizată a curentului secundar cu ajutorul transformatorului secundar sau al autotransformatorului (fig. 8.22, *c*). În schema din fig. 8.22, *b*, *c*, circuitele secundare ale ambelor transformatoare sînt conectate galvanic. Dacă circuitele ar trebui să fie reciproc izolate, ele ar trebui incluse în transformatorul de însumare (fig. 8.22, *d*). Construcția transformatorului de joasă tensiune este identică cu a transformatorului de curent din fig. 7.10, *a*. Transformatorul are două înfășurări primare, dimensionate fiecare pentru un curent de 5 A, și sînt izolate între ele pentru tensiunea de încercare de 2 kV.

Dacă raporturile de transformare ale transformatoarelor nu sînt identice, este necesar ca înfășurarea primară a transformatorului de însumare să fie adaptată,

raporturilor de transformare ale transformatoarelor principale T_A și T_B. Numărul de spire trebuie să fie proporțional cu raportul de transformare al transformatorului respectiv. Tensiunea magnetomotoare primară nominală reprezintă suma tensiunilor magnetomotoare parțiale. De exemplu: dacă transformatorul T_A, al cărui raport de transformare este 200/5A, are înfășurarea primară la transformatorul de însumare cu $N_A = 60$ spire, atunci pentru transformatorul T_B, al cărui raport de transformare este 400/5 A, are înfășurarea cu $N_B = 120$ spire. Tensiunea magnetomotoare totală nominală pentru transformatorul de însumare este 900 A, iar pentru curentul secundar de 5 A, înfășurarea secundară are 180 spire, inclusiv corecția respectivă.

Erorile totale de curent și de unghi ale schemei cu transformator de însumare sînt determinate, conform schemei echivalente (v. fig. 8.22, *e*), nu numai de sarcina internă a transformatorului T_s și sarcina Z_s, ci și de transformatoarele T_A și T_B, care au sarcini interne proprii, precum și de sarcinile circuitelor lor secundare Z_A și Z_B. Erorile individuale se adună fazorial.

În timpul exploatării se poate întîmpla ca unul din circuite, de exemplu circuitul A cu transformatorul T_A, să fie fără curent. Pe înfășurarea secundară a acestui transformator apare tensiunea, transmisă de la transformatorul T_B prin transformatorul de însumare T_s. Valoarea acestei tensiuni este funcție de sarcina internă și externă a transformatorului de însumare. La sarcina totală a transformatorului de însumare se adaugă sarcina determinată de curentul de magnetizare al transformatorului T_A, a cărui mărime depinde de tensiunea secundară a înfășurării lui. Cu creșterea acestei sarcini suplimentare crește și sarcina transformatorului T_B. Este mai dezavantajos cazul cînd în schema de însumare sînt conectate trei circuite, din care două sînt deconectate. Necesitatea stabilirii erorilor se determină de la caz la caz. Dacă în schema de însumare erorile trebuie să fie mici, este necesar ca transformatoarele T_A și T_B să fie foarte precise și de putere mare. Consumul propriu al transformatorului de însumare și sarcina lui externă trebuie să fie cît mai mici. Pentru măsurare, schemele realizate cu transformatoare de însumare trebuie să asigure erorile admise, în toate combinațiile care pot apărea în timpul exploatării (subcap. 11.3).

Schemele de însumare se mai folosesc pentru protecția de punere la pămînt în sistemul trifazat cu punct neutru izolat, sau legat la pămînt neeficace. Trei transformatoare de curent, racordate pe faze diferite, au înfășurările secundare conectate la releul de punere la pămînt (subcap. 12.4). Dacă în rețea nu există nici o punere la pămînt, suma curenților din cele trei faze este egală cu zero.

În locul celor trei transformatoare din schema de însumare se folosește de multe ori transformatorul special de însumare, realizat ca un transformator tip

suport, la care înfășurarea primară este trifazată și alimentată de cele trei faze ale sistemului. În fig. 8.24 este prezentat setul de aparate de măsurat și protecție al sistemului trifazat, alcătuit din trei bare înglobate în rășină epoxidică turnată și din trei transformatoare de curent tip bară, pentru măsură (T_R, T_S, T_T), iar în mijloc este montat transformatorul de însumare T_s, pentru protecția de punere la pământ, prin care trec cele trei bare. Toate transformatoarele au circuitul magnetic divizat, iar montajul și schimbarea lor se poate face ușor. Transformatoarele

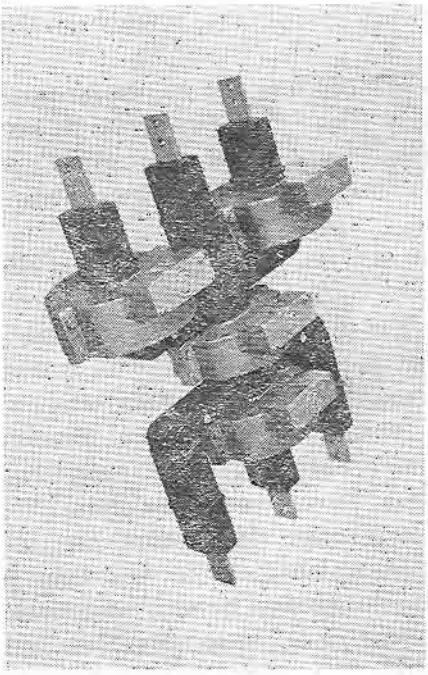


Fig. 8.24. Transformator de curent pentru însumare, pentru protecția de punere la pământ, și trei transformatoare de curent tip bară cu barele înglobate în rășină epoxidică turnată, varianta KESch, 10 kV (Zelisko).

sînt identice numai prin forma exterioară și prin construcție, ele diferă însă în ceea ce privește circuitul magnetic și numărul de spire ale înfășurării secundare [8.40].

Transformatorul de însumare pentru protecția de punere la pământ poate fi montat și pe cabluri, unde conductorul primar al fazelor individuale îl formează partea conductoare a cablului trifazat. Aceste conductoare sînt izolate unul față de altul la nivelul nominal de izolație și toate față de armăturile puse la pământ. Și în aceste cazuri sînt mai avantajoase transformatoarele de însumare cu circuit magnetic divizat, care permite montarea ulterioară a transformatorului chiar după realizarea capetelor terminale.

Transformatorul din fig. 8.25 are circuitul magnetic împărțit în două. Înfășurarea secundară este împărțită în două părți. Pentru montarea pe cablu, ambele jumătăți se înșurubează una în cealaltă și ramura înfășurării secundare se conectează prin manșon.Transformatoarele astfel realizate se folosesc și pentru măsurare și pentru unele tipuri de protecție. La montajul transformatorului de curent de însumare, pe un cablu de înaltă tensiune protejat cu blindaj metalic, blindaju trebuie întrerupt și legat la pămînt de fiecare parte a transformatorului

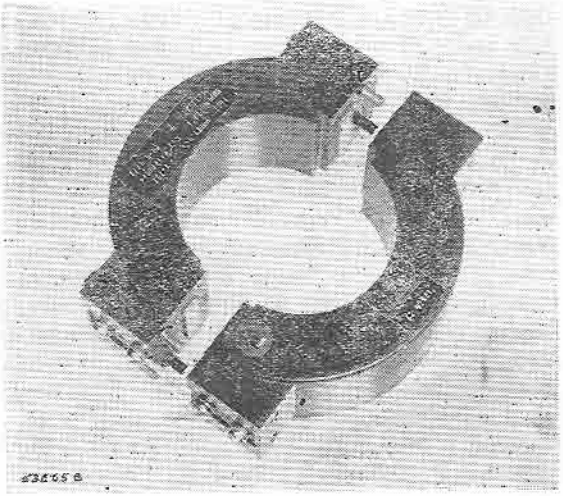


Fig. 8.25. Transformator de curent pentru însumare, pentru protecția de punere la pămînt, cu circuitul magnetic împărțit în două, pentru montare pe cablu, varianta AEK — 80 b, 60/1 A (Siemens & Halske).

(v. fig. 12.15, *a*). Fără această prevedere, curentul care circulă prin mantaua metalică poate determina erori în înfășurarea secundară a transformatorului de însumare (v. fig.12. 15, *b*) [8.41].

Transformatoarele de curent de însumare, pentru protecția de punere la pămînt, funcționează cu o tensiune magnetomotoare primară mică. Circuitele magnetice sînt realizate din material magnetic de permeabilitate mare, iar lungimea medie a circuitului trebuie să fie cît mai mică. Aceste condiții sînt cele mai ușor realizabile la transformatoarele montate pe cablu. Raportul de transformare al transformatorului de însumare ,pentru protecția de punere la pămînt, este adaptat releului de punere la pămînt și are de obicei raportul 100: 1, de exemplu 10/0,1 A.

8.5. Transformatoare de măsură pentru frecvență superioară

Transformatoarele de măsură pentru frecvență superioară se folosesc la măsurarea și protecția circuitelor de reglaj pentru încălzirea prin inducție, la încercările acestor dispozitive în laboratoare și ateliere și în cîteva cazuri speciale de măsurare. Pentru măsurarea curentului la frecvențe de ordinul megaherților se folosește transformatorul de măsură de înaltă frecvență, cu circuit magnetic de aer, realizat

din materiale ceramice sau din materiale plastice de izolare. În cazul cînd tensiunea magnetomotoare primară este mică, circuitul magnetic este realizat din ferite [8.42]. Firma Siemens & Halske produce transformatoare de curent pentru frecvențe de la 0,1 la 15 MHz, avînd curenți nominali primari pînă la 250 A. Aceste transformatoare se încadrează în domeniul măsurărilor de înaltă frecvență [8.43].

Cea mai mare frecvență întîlnită la instalațiile de încălzire prin inducție este 10 000 Hz. Pentru această frecvență nu se pot folosi întotdeauna transformatoarele de măsură realizate pentru frecvența de 50 Hz. La fel și aparatele de măsurat, racordate în circuitul secundar al acestor transformatoare speciale, trebuie să fie adaptate acestei frecvențe, sau trebuie să se folosească astfel de aparate, a căror funcționare nu depinde de frecvență. Pentru măsurarea curentului și a tensiunii sînt indicate ca fiind cele mai adecvate aparatele de măsurat termice sau magnetoelectrice, cu element termic, care sînt foarte sensibile și precise chiar și la curenți mici. Se pot folosi, de asemenea, aparatele magnetoelectrice cu redresor, a cărui capacitate trebuie să fie foarte mică. Redresoarele cu germaniu corespund acestor condiții. Aparatele termice și cele magnetoelectrice cu element termic indică valoarea efectivă a mărimii măsurate, în timp ce aparatele cu redresor indică valoarea medie; eroarea lor depinde foarte mult de forma curbei curentului.

Transformatoarele de curent pentru frecvențe superioare au condiții mai favorabile de obținere a puterii și preciziei necesare decît transformatoarele pentru 50 Hz. Eroarea fazorială α_i, și prin aceasta Δ_i și δ_i la transformatoarele de curent, depinde de inducția în miez, conform alurii curbei de magnetizare. Pentru o anumită putere, secțiune a miezului și numărul de spire secundare, inducția este invers proporțională cu frecvența, de unde rezultă că erorile sînt mai mici în cazul frecvențelor superioare. Presupunînd că α_i nu variază, transformatorul de curent poate fi pus sub o sarcină mai mare în cazul utilizării lui la o frecvență superioară.

Pentru transformatorul de curent al cărui circuit magnetic este de formă toroidală, realizat din tablă de transformator laminată la cald (Et 1,3 sau Et 530), se redă în tabelul 3.1 sarcina admisibilă a transformatorului de curent la o eroare constantă, funcție de frecvență. În mărimea sarcinilor se include consumul propriu, a cărui valoare variază cu frecvența după relația

$$P_i = I_{2n} \cdot R_2 \sqrt{k_s^2 + (\operatorname{tg} \varphi_i)^2 \frac{f_2}{50^2}} \text{ [VA; A, } \Omega\text{, Hz]}, \tag{8.54}$$

în care: R_2 este rezistența activă a înfășurării secundare; $\operatorname{tg} \varphi_i$ este dată de relația X_2/R_2 conform relației (3.10) (pentru transformatoare de curent cu miezul toroidal și cu înfășurarea secundară repartizată uniform se poate alege $\operatorname{tg} \varphi_i = 0 - 0{,}15$); k_s este factorul de pierderi suplimentare (subcap. 6.4). În cazul frecvențelor înalte, pierderile suplimentare sînt determinate de concentrarea curentului pe suprafața conductorului și sînt mari mai ales în cazurile cîmpurilor magnetice de dispersie mari. Pentru calculul repartiției curentului în conductor se folosesc diverse relații empirice [8.44].

Pentru simplificarea calculului se consideră puterea nominală P_n cu $\cos \varphi = 1$ și $\varphi = \varphi_i$. Puterea totală este suma aritmetică a celor două puteri:

$$P_t = P_n + P_i \text{ [VA; VA]}. \tag{8.55}$$

Prin modificarea frecvenței se modifică și pierderile în circuitul magnetic. Conform relației lui Steinmetz, care este valabilă pentru tabla de transformatoare, pierderile totale sînt

$$P_w = \eta \frac{f}{100}\left(\frac{B}{1000}\right)^{1,6} + \xi\left(d\frac{f}{100}\frac{B}{1000}\right)^2; \quad [\mathrm{W/dm^3};\ \mathrm{Hz},\ \mathrm{G},\ \mathrm{mm}], \qquad (8.56)$$

unde: d este grosimea tablei; η și ξ sînt constantele materialului. Primul monom al ecuației reprezintă pierderile datorită fenomenului de histerezis, al doilea monom reprezintă pierderile prin curenți turbionari.

Pentru frecvențe superioare, pierderile în circuitul magnetic cresc în cazul inducției magnetice constante, pe cînd tensiunea magnetomotoare specifică de magnetizare scade proporțional cu frecvența, ceea ce determină micșorarea unghiului φ_0 (3.16). Din relațiile stabilite pentru determinarea erorilor transformatorului de curent (3.23 și 3.24) rezultă că pentru eroarea fazorială α_i constantă, eroarea Δ_i este mai mare la frecvențe superioare, iar eroarea de unghi δ_i este mai mică. Δ_i capătă valori maxime pentru $\varphi_0 = \varphi_c$; în acest caz, eroarea de unghi $\delta_i = 0$.

Transformatoarele de curent pentru frecvențe superioare trebuie verificate, pentru a stabili dacă pierderile din circuitul magnetic nu determină depășirea încălzirii admise pentru inducția magnetică considerată.

Transformatoarele de curent pentru frecvențe superioare se realizează de obicei monospiral, tip bară sau de trecere. Transformatoarele pentru curenții primari mari au înfășurarea secundară împărțită în cîteva ramuri paralele, pentru a fi protejată împotriva influenței cîmpurilor de scăpări (v. fig. 3.29, *b* și 3.30). Această măsură nu este totdeauna suficientă, mai ales în acele cazuri în care conductorul de întoarcere trece prin imediata apropiere a transformatorului. Din cauza cîmpului puternic de scăpări, care în cazul frecvenței superioare acționează nu numai asupra miezului ci și asupra înfășurării secundare, în aceste două elemente de transformator apar pierderi suplimentare mari, care determină încălziri mari. În cazurile în care conductorul de întoarcere nu se poate îndepărta de lîngă transformatorul de curent, se folosește transformatorul cu miez de aer și curent secundar de 1 A, pentru ca secțiunea conductorului secundar să fie mică. În cazul unui curent secundar de 5 A, conductorul secundar constă din cîteva conductoare în paralel, de secțiune mai mică.

Alegerea transformatoarelor de tensiune pentru frecvențe superioare este mai grea și mai complicată decît a transformatoarelor de curent, deoarece frecvența influențează doi parametri de care depind erorile transformatorului de tensiune. Eroarea dată de sarcină este determinată de căderea de tensiune pe impedanța de trecere, datorită curentului ce apare în urma conectării sarcinii. Componenta inductivă a impedanței de trecere este direct proporțională cu frecvența. Eroarea la mers în gol este determinată de căderea de tensiune pe rezistența și reactanța înfășurării primare, datorită trecerii curentului de magnetizare. Reactanța înfășurării primare este, de asemenea, direct proporțională cu frecvența. Curentul de magnetizare depinde de inducția magnetică, a cărei mărime este invers proporțională cu frecvența, în timp ce se mențin constanți ceilalți parametri.

Alegerea transformatorului de tensiune pentru o frecvență superioară se face ținînd seama de datele tehnice și de transformatoarele realizate pentru 50 Hz.

Pentru simplificarea calculului se presupune raportul componentei active și reactive, pentru frecvența de 50 Hz, $R_{50}: X_{50} = 1:1$. Circuitul magnetic cu coloane este realizat din tablă de transformator. Dispunerea înfășurării se face asemănător ca la transformatorul din fig. 7.35, *a*, *b*.

Dacă transformatorul de tensiune realizat pentru 50 Hz se utilizează la măsurări la frecvențe superioare, atunci sarcina lui standard scade la valorile prezentate în tabelul 8.1 coloana I.

Reducerea puterii standard este determinată de mărimea impedanței de trecere a transformatorului, a cărei componentă inductivă variază direct proporțional cu frecvența.

Tabelul 8.1

Compararea sarcinilor standard ale transformatoarelor de tensiune, pentru frecvențe și variante constructive diferite (transformatoarele cu circuitul magnetic realizat din Et 1,3)

f	Execuția					
	I		II		III	
	P	u_c	P	u_c	P	u_c
Hz	%	%	%	%	%	%
16 2/3			10	100		
25	—		30	100		
50	100	100	100	100	100	100
60	93	100	130	86	95	96
100	65	100	250	50	82	89
200	35	100	—	—	59	77
500	14,4	100	—	—	34	65
1000	7,2	100	—	—	22	57
2000	3,6	100	—	—	13	53
4000	1,8	100	—	—	8,7	50
5000	1,44	100	—	—	6,5	47
6000	1,2	100	—	—	5,5	47
8000	0,9	100	—	—	4,6	44
10 000	0,7	100	—	—	3,5	44

Notă. u_c este valoarea relativă a tensiunii pentru proba echivalentă la 50 Hz;
I — transformator de tensiune pentru 50 Hz;
II — transformator de tensiune cu aceeași inducție ca a transformatorului pentru 50 Hz;
III — transformator de tensiune cu aceleași pierderi în circuitul magnetic, ca la transformatorul de 50 Hz.

Impedanța de trecere pentru frecvența de 50 Hz este dată de relația

$$|Z_{50}| = \sqrt{R_{50}^2 + X_{50}^2} \ [\Omega;\ \Omega]. \tag{8.57}$$

Analog, pentru frecvența f, impedanța de trecere este

$$|Z_f| = \sqrt{R_{50}^2 + X_{50}^2 \left(\frac{f}{50}\right)^2} \ [\Omega;\ \Omega,\ \text{Hz}]. \tag{8.58}$$

Dacă se ia ca punct de plecare partea secundară a transformatorului, inducția magnetică este dată de relația cunoscută

$$B_K = \frac{U_{2n}}{4{,}44\, f S_c \cdot N_2} \quad [\mathrm{T; V, Hz, m^2}], \tag{8.59}$$

unde: B_K este inducția în miez pentru frecvențe diferite, dacă numărul spirelor pentru 1 V este identic cu cel pentru 50 Hz. Pentru inducția B_K se determină pier-

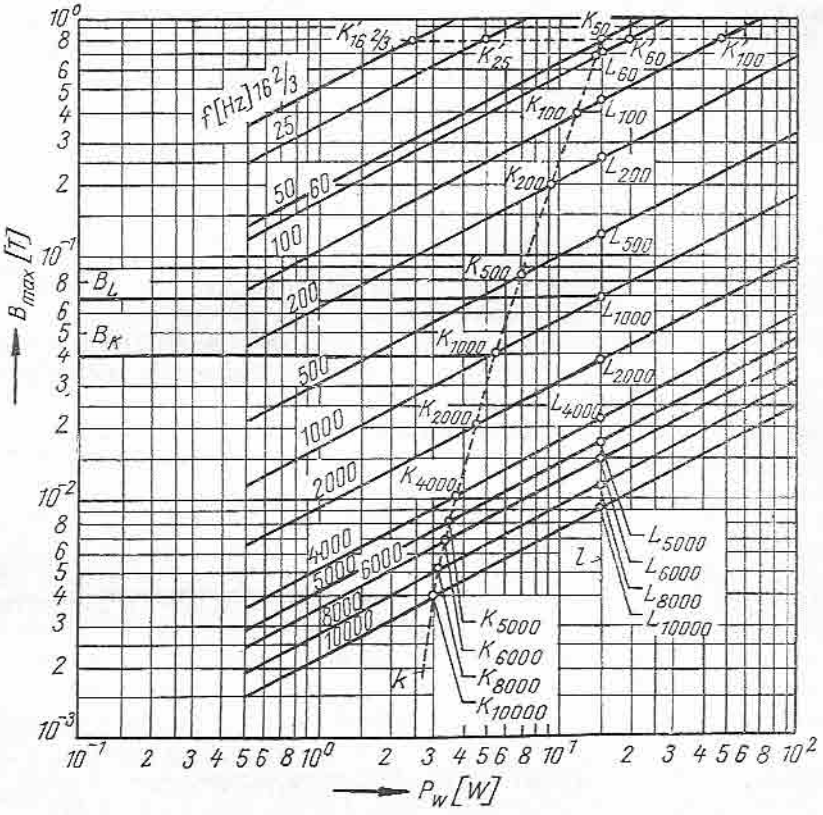


Fig. 8.26. Determinarea inducției magnetice și a pierderilor în circuitul magnetic al transformatorului de tensiune pentru diferite frecvențe; circuitul magnetic este realizat din tablă Et 1,3.

derile totale în circuitul magnetic, conform relației (8.56) și se desenează pe diagramă ca funcție de B_{max} (fig. 8.26). Punctele K_n, cărora le corespund inducția magnetică B_K și pierderile respective, pentru o anumită frecvență, determină curba k. Pentru fiecare frecvență se notează punctul K al izopletei $B_{max} = f(P_w)$, care, în diagrama cu axe logaritmice, este o linie dreaptă.

Cu ajutorul acestei diagrame se pot determina ușor inducția magnetică și pierderile totale în diferite transformatoare de tensiune, realizate pentru o altă frecvență. De exemplu, dacă inducția în miezul transformatorului pentru frecvență superioară se alege la fel ca pentru 50 Hz, atunci se poate reduce numărul de spire N_2, cum reiese din relația (8.59), la

$$N_2' = N_2 \frac{50}{f} \quad [-; \text{Hz}]. \tag{8.60}$$

Dacă se folosește tot spațiul prevăzut pentru înfășurare, componentele impedanței de trecere se micșorează după relațiile:

$$R_f' = R_{50} \left(\frac{N_2'}{N_2}\right)^2 \quad [\Omega;\ \Omega, -]; \tag{8.61}$$

$$X_f' = X_{50} \frac{f}{50} \left(\frac{N_2'}{N_2}\right)^2 \quad [\Omega;\ \Omega,\ \text{Hz}]. \tag{8.62}$$

Puterea standard a transformatorului crește pînă la valorile date în tabelul 8.1 coloana II.

Transformatorul de tensiune astfel modificat nu se poate executa pentru frecvențe superioare, deoarece în circuitul magnetic apar pierderi mari. De exemplu, la transformatorul de tensiune de 100 Hz, care are aceeași inducție magnetică (punctul K_{100}) ca și transformatorul de 50 Hz (punctul K_{50}), pierderile în circuitul magnetic cresc de la 15 (pentru 50 Hz) la 48 W.

Diagrama 8.26 se poate folosi pentru determinarea inducției magnetice și a pierderilor la transformatoarele de tensiune pentru frecvențe mai mici de 50 Hz, de exemplu 25 și 16 2/3 Hz.

Transformatoarele de tensiune pentru frecvențe superioare pot fi alese în așa fel, încît pierderile în circuitul magnetic pentru frecvență superioară să fie identice cu cele pentru 50 Hz. Inducțiile magnetice care corespund acestor condiții sînt date de punctele L, determinate de intersecția curbei $B_{max} = f(P_w)$ cu dreapta l, care trece prin punctul K_{50} și este paralelă cu axa ordonatelor.

Pentru determinarea inducției B_L se recalculează numărul spirelor după relația

$$N_2'' = N_2 \frac{B_K}{B_L} \quad [-; \text{T}]. \tag{8.63}$$

Dacă se folosește tot spațiul pentru înfășurare, atunci componentele impedanței de trecere sînt date de relațiile (8.61 și 8.62), unde în locul lui N_2'/N_2 se poate lua N_2''/N_2 sau B_K/B_L.

$$R_f'' = R_{50} \left(\frac{B_K}{B_L}\right)^2 \quad [\Omega;\ \Omega,\ \text{T}], \tag{8.64}$$

$$X_f'' = X_{50} \frac{f}{50} \left(\frac{B_K}{B_L}\right)^2 \quad [\Omega;\ \Omega,\ \text{Hz},\ \text{T}]. \tag{8.65}$$

Pentru transformatoarele de acest gen, în tabelul 8.1 coloana III sînt date valorile relative ale puterilor standardizate. Din acest tabel rezultă că puterea

standard a transformatoarelor pentru frecvențe mai mari ca 1000 Hz este relativ mică. Mărirea puterii se poate atinge prin compensarea componentei inductive a impedanței de trecere sau prin folosirea unor materiale magnetice cu pierderi mai mici, unde este posibilă mărirea inducției magnetice și, prin aceasta, reducerea numărului de spire. Componenta inductivă a impedanței de trecere se mai poate reduce prin folosirea unui circuit magnetic de formă toroidală, avînd înfășurarea repartizată pe toată circumferința.

Reducerea numărului de spire la N_2' sau N_2'' necesită mărirea izolației longitudinale a înfășurării.

În tabelul 8.1 mai sînt date valorile relative ale tensiunii u_{ε} la 50 Hz, la care se poate realiza măsurarea echivalentă a preciziei transformatorului de tensiune pentru frecvențe superioare (subcap. 11.3).

Eroarea de tensiune la mersul în gol al transformatorului Δ_{u0} pentru frecvențe superioare este întotdeauna mai mică decît la transformatoarele pentru 50 Hz pentru aceleași pierderi în circuitul magnetic, deoarece componenta de magnetizare a curentului de mers în gol scade față de componenta activă, care rămîne constantă. Eroarea de unghi la mersul în gol δ_{u0} atinge valori negative mari în cazul frecvențelor superioare. Pentru frecvența de 500 Hz se presupune că eroarea δ_{u0} nu depășește, pentru aceste transformatoare, valoarea erorii fazoriale la mersul în gol α_{u0}, determinată pentru frecvența de 50 Hz. În cazul frecvențelor superioare, eroarea la mersul în gol mai este influențată și de curentul capacitiv care determină, în principal, creșterea erorii de unghi.

Reducerea erorilor la mersul în gol și la sarcini mari se obține, în cazul transformatoarelor pentru frecvență superioară, prin folosirea unor materiale magnetice de permeabilitate mai înaltă și cu pierderi mai mici. De exemplu, pentru frecvența de 50 Hz, puterea standard a transformatorului de tensiune cu circuit magnetic realizat din bandă cu cristale orientate M 6 X crește de circa patru ori față de cea a transformatorului realizat din tablă Et 1,3.

În continuare, calculul erorilor pentru transformatoarele de tensiune de frecvență superioară este identic cu cel pentru transformatoarele de 50 Hz. Sarcina se ia în considerare cu factorul de putere $\cos \varphi = 1$.

La frecvențe înalte, de 8000 — 10 000 Hz, se poate folosi pentru măsurarea tensiunii divizorul capacitiv sau transformatorul de tensiune capacitiv.

8.6. Transformatoarele de măsură pentru laborator

Transformatoarele de măsură pentru laborator, folosite în măsurările de laborator și ateliere de încercări, sînt realizate cu posibilități de comutare pentru diferite raporturi de transformare. Raportul de transformare se modifică cu ajutorul unor derivații sau prin gruparea în serie sau paralel a diverselor ramuri ale înfășu-

rării primare sau secundare (fig. 8.27). Precizia trebuie menținută pentru toate raporturile de transformare, în special prin reducerea puterii, cum este cazul la transformatoarele de curent, cînd tensiunea magnetomotoare primară devine minimă. La transformatoarele de curent, curbele erorilor sînt date de obicei pentru

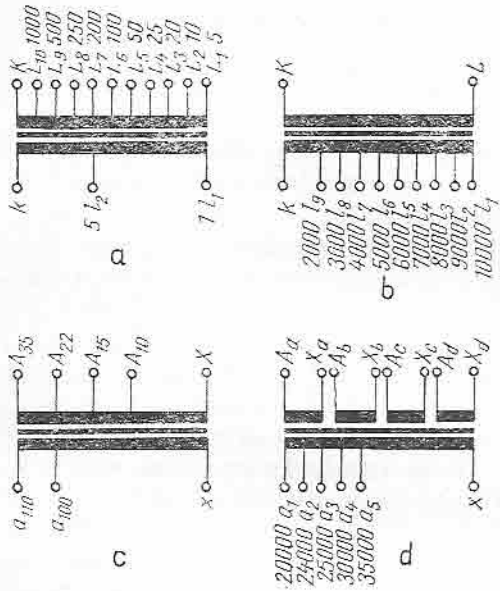


Fig. 8.27. Scheme de transformatoare de măsură comutabile, pentru laborator:

a — transformator de curent pentru un număr mare de raporturi de transformare și cu derivații pe partea înfășurării primare și secundare (secundar la 5 și 1 A); *b* — transformator de curent pentru curenți primari nominali mari, comutabil, cu derivații pe partea înfășurării secundare; *c* — transformator de tensiune comutabil, cu derivații pe partea înfășurării primare și secundare; *d* — transformator de tensiune comutabil, pe partea primară, în raportul 1: 2: 4 și cu derivații pe partea înfășurării secundare.

zona 0,05—2 I_n, iar la transformatoarele de tensiune pentru zona 0,4—1,2 U_n. Unii parametri importanți pentru funcționarea în rețele, cum ar fi stabilitatea la scurtcircuit sau stabilitatea izolației la unde de impuls, nu sînt ceruți pentru transformatoarele de măsură de laborator.

Transformatoarele de curent. În fig. 8.28 este prezentată o grupă de transformatoare de curent pentru măsurări de laborator [8.45]. Nivelul de izolație este 0,5 kV și tensiunea alternativă de încercare 3 kV. Circuitul magnetic este realizat dintr-un material de permeabilitate înaltă de formă toroidală. Transformatorul (fig. 8.28, *a*) folosit cu aparate universale de măsurat are tensiunea magnetomotoare primară nominală de 300 A. Pentru curenții primari de 15, 25 și 50 A se modifică raportul de transformare cu ajutorul derivațiilor de pe partea înfășurării primare, iar secțiunea conductorului primar este realizată în trepte, după curent. Înfășurarea primară pentru curenții de 100—300 A se realizează cu un anumit număr de spire de cablu izolat, care se înfășoară prin orificiul transformatorului. O construcție asemănătoare o are transformatorul de curent din fig. 8.28, *b*, a cărui tensiune magnetomotoare nominală este de 500 și 600 A. Curentul secundar este de 5 A. Înfășurarea secundară are 120 de spire, cu derivație la 100 de spire. Pentru curentul primar nominal de 500 sau 600 A, este necesară o singură trecere a conductorului primar.

Transformatorul din fig. 8.28, *c* are clasa de precizie 0,1 și servește pentru mărirea zonelor de lucru a aparatelor din laboratoarele de măsurări, a căror clasă de precizie este 0,2. Curentul secundar este de 5 A. Înfășurarea primară are derivații pentru curenții primari nominali de 0,5—100 A. Comutarea raportului de

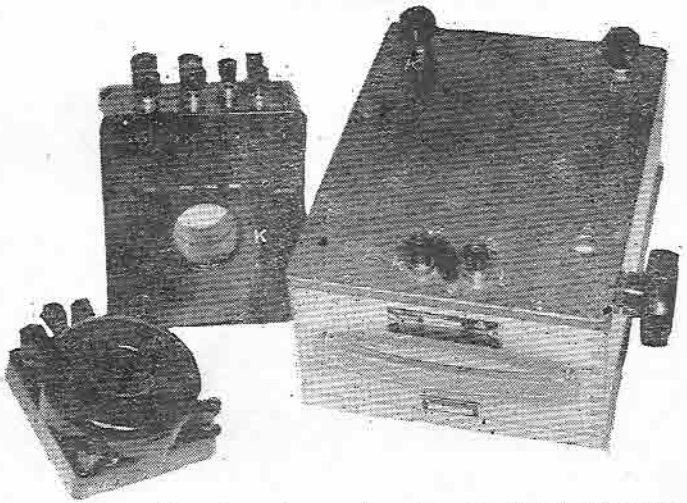


Fig. 8.28. Transformatoare de curent pentru măsurări de laborator:
a — varianta SM, I_{1n} = 15...300 A, Cl 0,5, P_n = 5 VA; *b* — varianta SLi, I_{1n} = 15...600 A, Cl 0,2, P_n = 5 VA; *c* — varianta SLL_p, I_{1n} = 0,5...100 A, Cl 0,1, P_n = 10 VA (Metra Blansko).

transformare se face cu ajutorul comutatorului sau prin scoaterea derivațiilor la borne.

Transformatoarele de curent pentru măsurări de laborator, denumite *etaloane*, sînt foarte precise și servesc pentru verificarea preciziei transformatoarelor de măsură. Circuitul lor magnetic, realizat din material de permeabilitate înaltă, este de formă toroidală. La aceste transformatoare, tensiunea magnetomotoare primară nominală este foarte mare (de exemplu 2000—3000 A). Clasa de precizie este 0,1, iar erorile sînt atît de mici ($\pm$ 0,01—0,02% și $\pm$ 1′—2′), încît ele pot fi neglijate în timpul verificărilor de precizie. Sarcina nominală exterioară este de obicei mică și corespunde sarcinii introduse de instalația de măsură. Consumul propriu, care crește substanțial datorită tensiunii magnetomotoare mari, se compensează prin legături artificiale. Premagnetizarea nu se folosește la transformatoarele etalon, deoarece poate produce distorsiunea curbei de curent, care în timpul măsurării trebuie să fie sinusoidală [S6].

Transformatoarele se construiesc cu posibilități de comutare, avînd un număr mare de raporturi de transformare diferite, astfel că un singur transformator cuprinde o mare parte din seria standardizată a curenților primari nominali. Raportul de transformare se modifică prin comutarea înfășurării primare sau secundare (fig. 8.27, *a*, *b*).

În fig. 8.29 este prezentat transformatorul de curent folosit pentru verificarea preciziei transformatoarelor de măsură. Transformatorul are două înfășurări secundare. Prima înfășurare, avînd clasa de precizie 0,1, se racordează la instalația de măsură. La bornele celei de-a doua înfășurări se racordează ampermetrul, după care se reglează curentul primar în timpul verificării de precizie. Dacă prima înfă-

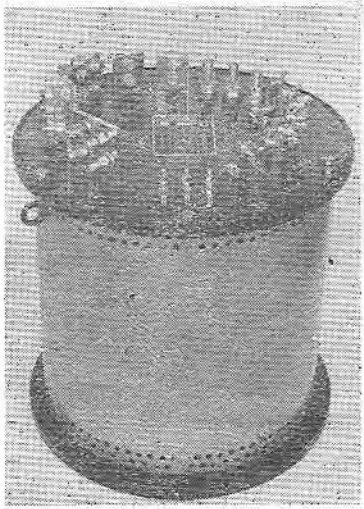


Fig. 8.29. Transformator de curent de laborator, realizat cu două înfășurări secundare pentru verificarea preciziei transformatoarelor de măsură, varianta ITN 0,5 A, $I_{1n} = 5 - 3000$ A (20 raporturi de transformare): înfășurarea I: $P_n = 15$ VA, Cl 0,1; înfășurarea II: $P_n = 10$ VA, Cl 0,2 (TuR Dresda).

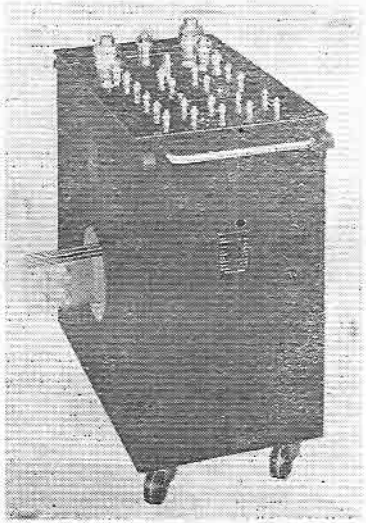


Fig. 8.30. Transformatorul de curent de laborator pentru verificarea preciziei transformatoarelor de măsură, tip 4724, $I_{1n} = 1—5000$A (16 raporturi de transformare), $P_n = 5$ VA, zona de măsurare $5 — 200\% I_n$, cu eroarea de curent de $\pm$ 0,01 — $\pm$ 0,02 %, și eroarea de unghi de $\pm$ 0,5 ′, este realizat cu comutator pînă la 1000 A, cu derivații pe partea înfășurării primare; comutarea de la 2000 — 5000 A se realizează cu derivațiile de pe partea înfășurării secundare (Tettex).

șurare este garantată pentru o anumită sarcină, corespunzătoare sarcinii instalației de măsură, erorile vor fi mai mici decît $\pm$ 0,05% și $\pm$ 3′. Din punctul de vedere al încălzirii, transformatorul este dimensionat pentru funcționare intermitentă, de exemplu 15 min funcționare, 45 min repaus [8.46].

Pentru curenți primari nominali mai mari ca 2000 A, transformatoarele de curent etalon sînt monospirale. Diferitele raporturi de transformare sînt realizate cu ajutorul derivațiilor scoase pe partea înfășurării secundare (fig. 8.4, *b*). Într-o astfel de realizare, firma Tettex livrează transformatoare de curent de la 2000 la 15 000—20 000 A [8—47]. Realizarea acestui tip de transformator este prezentată în fig. 8.30.

Nivelul de izolație al transformatoarelor de curent pentru laborator este de obicei 0,5 kV. Pentru măsurările precise din atelierele și laboratoarele de înaltă tensiune se folosesc cel mai des transformatoarele de măsură realizate în mod special cu cîteva raporturi de transformare. Precizia cerută se realizează cu ajutorul unei tensiuni magnetomotoare primare mari, cu circuitul magnetic realizat din material magnetic de calitate și prin impunerea unei sarcini relativ mici.

Transformatoarele de tensiune. Construcția transformatoarelor de tensiune pentru laborator, comutabile pentru cîteva raporturi de transformare, este mult mai grea decît în cazul transformatoarelor de curent. Transformatorul trebuie să fie realizat ținînd seama nu numai de precizia de măsură, ci și de izolație. Din acest motiv, în multe cazuri este mai economică folosirea cîtorva transformatoare cu unul sau două raporturi de transformare decît un singur transformator cu cîteva raporturi de transformare.

La transformatoarele de tensiune, modificarea raportului de transformare se realizează prin conectarea serie-paralel a două sau patru ramuri ale înfășurării primare. Prin această metodă de comutare, puterea transformatorului nu se schimbă. Toate ramurile înfășurării primare trebuie să fie izolate la nivelul de izolație cel

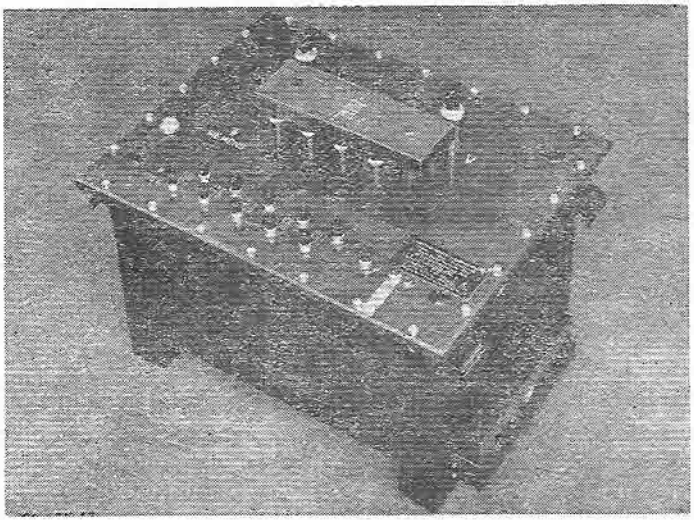


Fig. 8.31. Transformator de tensiune de laborator pentru verificarea preciziei transformatoarelor de măsură, tip VTO// 55.5000—35 000/100 — 110 V, $P_n = 6$ VA, $\Delta_u = \pm 0{,}03\%$, $\delta_u = \pm 1'$, tensiunea alternativă de încercare 55 kV (Siemens & Halske).

mai ridicat, iar plecările la placa de borne pentru comutare trebuie scoase prin izolatoare de trecere separate. Această metodă de comutare a raportului de transformare se poate combina cu derivații pe partea înfășurării secundare (fig. 8.27, *d*). Transformatorul astfel realizat este prezentat în fig. 8.31. El se folosește ca trans-

formator etalon pentru verificarea preciziei transformatoarelor de tensiune [8.48]. Comutarea înfășurării primare se realizează cu ajutorul a trei fișe mobile, cu diferite știfturi de conectare, prin care se conectează ramura respectivă în serie sau în serie-paralel, sau în paralel, în același mod ca la transformatorul de curent (v. fig. 7.6, *b*). În cazul conectării în serie a ramurilor înfășurării primare, raporturile de transformare realizate cu derivații pe înfășurarea secundară sînt: 20 000—24 000—25 000—30 000—35 000/100—110 V. În cazul conectării serie-paralel, valorile tensiunii primare se reduc la jumătate, iar pentru conectarea în paralel, ele se reduc la un sfert. Transformatorul poate fi folosit pentru tensiunea 0,4—1,2 U_n, iar pentru măsurarea transformatoarelor monofazate — în limitele 0,8—1,2 U_{fn}. Comutarea raportului de transformare, la transformatoarele de tensiune de laborator, se mai poate face și cu ajutorul derivațiilor prevăzute pe înfășurarea primară, eventual și pe cea secundară (fig. 8.27, *c*) [8.46].

Ramurile separate și derivațiile prevăzute la transformatoarele de tensiune pentru laborator trebuie astfel dispuse, ca prin modificarea raportului de transformare să nu aibă loc o modificare mare a cîmpului de scăpări, care ar influența și mărimea erorilor. La tensiuni superioare se manifestă nefavorabil și influența capacităților de cuplaj dintre înfășurări și părțile puse la pămînt. La comutarea diverselor raporturi de transformare au loc erori chiar la efectuarea lor cu cea mai mare grijă.

Firma Siemens & Halske produce transformatoare de tensiune etalon foarte precise, pentru verificarea preciziei transformatoarelor de tensiune foarte înaltă [8.49]. Transformatoarele au fost construite pe baza noilor cunoștințe despre influența dispersiei asupra alurii erorilor, în funcție de tensiune. Conform acestora se creează cele mai favorabile condiții pentru folosirea circuitului magnetic de formă toroidală.

Transformatoarele sînt realizate cu derivații pe partea înfășurării secundare, fără comutarea înfășurării primare. În zona de lucru a tensiunii se modifică inducția din miez în raportul 10: 1. Transformatoarele, avînd raporturi de transformare 400—300—220—200—150—120/ $\sqrt{3}$ kV/100—100/ $\sqrt{3}$—110—110/ $\sqrt{3}$—200/ $\sqrt{3}$—400/$\sqrt{3}$ V, au erori mai mici de $\pm 0{,}0044\%$ și $\pm 0{,}29'$ pentru limitele 0,4—1,2 U_n la tensiunea de 120/$\sqrt{3}$ kV și mai mici decît $\pm$ 0,0087% și $\pm$ 0,12′ la tensiunea de 400/$\sqrt{3}$ kV. Variația frecvenței cu 1 Hz sau variația temperaturii în limita $20 \pm 5°C$ determină modificarea erorilor cu zecimi de miimi de procent.

La transformatorul de tensiune de laborator se poate obține un raport de transformare oarecare cu ajutorul unui transformator auxiliar, special, denumit decadă,

care se leagă la bornele secundare ale transformatorului (fig. 8.32) [8.50]. Transformatorul de tensiune cu decadă se folosește pentru adaptarea raporturilor de transformare ale transformatorului normal și ale celui verificat (n. t.) la instalația de măsurare diferențială. Numărul mare de derivații ale decadei permite o ajustare foarte fină a raportului de transformare. De exemplu, transformatorul de tensiune

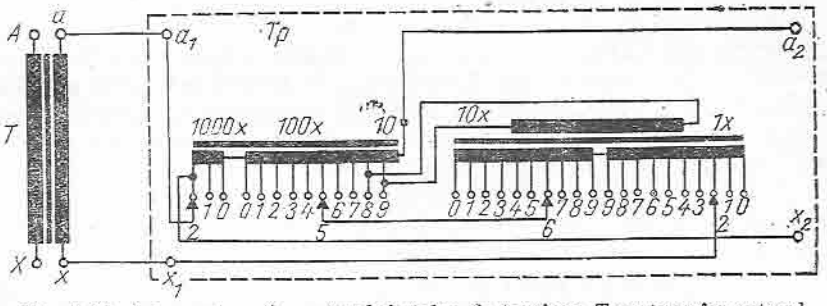


Fig. 8.32. Schema transformatorului etalon de tensiune T cu transformatorul auxiliar T_p (așa-zisa decadă).

etalon avînd raportul de transformare 30 000/100 V poate fi utilizat, împreună cu decada reglată la 2562, pentru măsurarea preciziei transformatorului cu raportul de transformare 25 620/100 V. Dezavantajul decadei constă în faptul că sarcina racordată la borna ei de plecare solicită transformatorul normal cu o sarcină, a cărei mărime se modifică cu pătratul raportului de transformare și prin aceasta se modifică și erorile. Din această cauză, folosirea decadei este avantajoasă numai pentru măsurări mai puțin precise.

8.7. Transformatoare de curent pentru măsurat, tip clește

Pentru măsurările rapide, informative, din ateliere, laboratoare și din exploatare se folosesc transformatoarele de curent pentru măsură, tip clește, denumite și cleștele Dietz. Cu acest dispozitiv se poate măsura curentul fără întreruperea circuitului. Circuitul magnetic este împărțit în două, putîndu-se strînge și desface pentru cuprinderea conductorului prin care trece curentul supus măsurării. Acest conductor formează înfășurarea primară. Înfășurarea secundară este formată fie dintr-o bobină, fie din două, legate în serie. Transformatoarele de curent tip clește, realizate în ultimul timp, au înfășurarea secundară repartizată pe aproape toată lungimea circuitului magnetic, pentru a se reduce influența defavorabilă a cîmpurilor de scăpări, care variază o dată cu modificarea poziției conductorului în interiorul cleștelui. Aparatul de măsurat este fixat direct pe transformatorul tip clește. Sistemul aparatului de măsurat este fie electromagnetic, fie magnetoelectric cu redresor, care are însă un consum mai mic, iar prin alegerea potrivită a zonei de funcționare a redresorului se poate obține o scală liniară a aparatului indica-

tor [8.52]. Aparatul magnetoelectric nu este atît de sensibil la influența cîmpului magnetic de dispersie, care se formează în jurul conductorului primar. Ampermetrul electromagnetic trebuie să fie ecranat sau să fie folosit la o anumită distanță de transformatorul tip clește, unde acțiunea cîmpurilor de scăpări este mai mică. Analog se conectează și aparatele de înregistrare la transformatorul tip clește. Aparatul de măsurat separat se poate folosi cu transformatoarele de curent tip clește, numai pentru măsurări pe circuite de tensiuni joase.

Transformatorul tip clește, pentru tensiune înaltă, are aparatul de măsurat fixat direct pe transformator. Izolația față de pămînt o formează mînerul izolator, dimensionat pentru tensiunea totală de ținere. În timpul măsurării se folosesc și alte mijloace de protecție, cum ar fi mănușile de cauciuc și cizmele de cauciuc. Raportul de transformare al acestor transformatoare tip clește este 1: 1000, inclusiv corecția respectivă. Modificarea zonei de măsură se face prin schimbarea scalei aparatului de măsurat la un alt curent nominal (fig. 8.33, *a*).

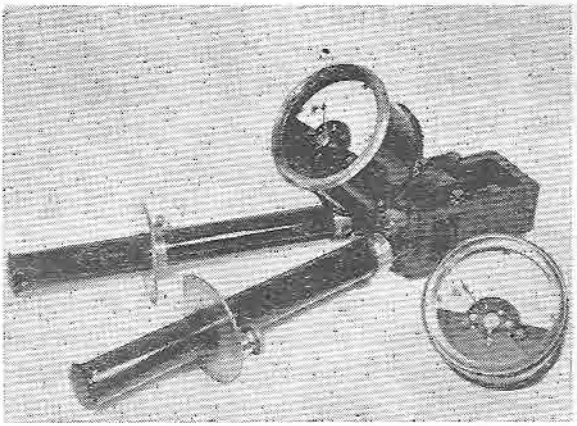
În construcția transformatoarelor tip clește, pentru tensiunea joasă, tendința este îndreptată atît spre micșorarea dimensiunilor și a greutății cît și spre utilizarea lor în măsurarea curenților primari mici. Limitele de măsură se comută direct la aparatul de măsurat, care folosește sistemul magnetoelectric cu redresor. Aparatul de măsurat este adoptat și pentru acele măsurări care se fac cu fișe și banane ascuțite, legate cu șurub (fig. 8.33, *b*). Schema de conexiune a transformatorului tip clește este prezentată în fig. 8.34 [8.45].

Sarcina secundară dată de rezistența R_2 și de derivații, precum și curentul secundar I_2 se aleg în așa fel ca tensiunea U_2 să fie întotdeauna mai mare de 1,5 V, pentru care scala aparatului de măsurat este liniară pe cea mai mare parte din întinderea ei [8.52]. Condițiile de funcționare ale transformatorului de curent tip clește sînt foarte dificile. Precizia cerută trebuie să fie asigurată de la cel mai mic pînă la cel mai mare curent măsurat. Tensiunea magnetomotoare primară variază într-o zonă foarte largă. De exemplu, la aparatul cu zona de măsură 6—120 A, curentul cel mai mic ce se poate măsura este de 1 A și lui îi corespunde tensiunea magnetomotoare primară minimă de 1 A. Pentru măsurarea curenților mai mici decît 1 A, conductorul poate fi înfășurat pe fălcile cleștelui de cîteva ori, de exemplu de cinci ori, reducîndu-se astfel zona de 6 A la 1,2 A și curentul cel mai mic, care se poate măsura este 0,2 A.

Precizia de măsurare a transformatoarelor tip clește este mult influențată de întrefierul din circuitul magnetic. Mărimea acestuia este dată de precizia de execuție, de funcționarea mecanismului de deschidere, de presiunea arcurilor și de gradul de curățenie al zonei de închidere. O execuție mai puțin precisă are consecințe devaforabile în domeniul de măsurare a curenților mici. Pentru curenți mari, forța cîmpului magnetic propriu-zis acționează favorabil, deoarece strînge fălcile transformatorului. Unele construcții de transformare tip clește sînt realizate cu un singur întrefier [8.53].

Circuitul magnetic este format din tole. Pachetele de tole sînt presate în material plastic sau înglobate într-un strat subțire de rășină epoxidică, iar unele părți ale suprafețelor întrefierurilor sînt prelucrate suplimentar. La circuitele magnetice realizate prin înfășurare din benzi, tăierea lor se face după consolidarea miezului prin impregnare și presare.

a



b

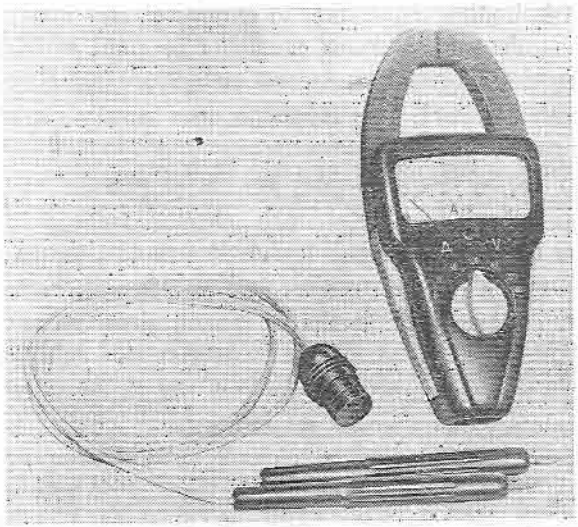


Fig. 8.33. Traransformatore de curent, tip cleşte, pentru măsurat: *a* — pentru tensiune înaltă (10 kV) cu modificarea raportului de transformare prin schimbarea aparatului de măsurat; *b* — pentru tensiune joasă (650 V) — comutabil avînd aparat magnetoelectric cu redresor, limitele 6 — 120 A, aparatul este combinat cu voltmetru (Metra Blansko).

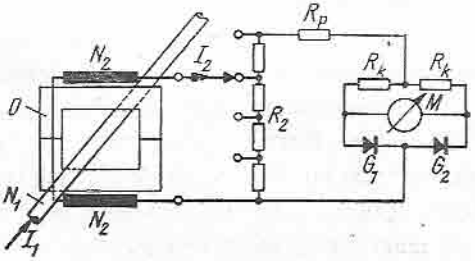


Fig. 8.34. Schema transformatorului de curent tip cleşte, comutabil, avînd aparat indicator magnetoelectric cu redresor:

N_1 — conductorul primar; N_2 — înfăşurarea secundară; O — circuitul magnetic împărţit în două; R_2 — rezistenţele de sarcină, comutabile, pentru modificarea raportului de transformare; M — aparatul de măsurat; G_1, G_2 — redresoare; R_p — rezistenţă suplimentară; R_k — rezistenţa de compensare termică (Metra Blansko).

Noile realizări tind să lărgească domeniul de utilizare a transformatoarelor tip cleşte de la măsurarea curentului la măsurarea puterii şi a factorului de putere, unde este foarte importantă menţinerea nu numai a erorii de curent ci şi a erorii de unghi [8.54].

8.8. Măsurarea curentului şi a tensiunii în sisteme de curent continuu

Curentul continuu, folosit pentru electroliză în industria chimică, în metalurgie, ca şi în fabricarea aluminiului, atinge astăzi valori de ordinul a 150 kA. Dezvoltarea rapidă a semiconductoarelor permite construcţia staţiilor mari de redresare, unde curenţii ating valori pînă la 200 kA. În cazul noilor surse de energie electrică ce funcţionează pe principiul termoelectric cu emisie termică, sau magnetohidrodinamic, se prevăd curenţi şi mai mari.

Pentru măsurarea curenţilor continui se foloseşte cel mai des şuntul electric cu miliampermetru. Această metodă are însă o serie de deficienţe, mai ales pentru curenţii mari. Prin repartiţia neuniformă a curentului, sau prin schimbarea temperaturii, apar erori suplimentare. Sarcina care poate fi racordată la şunt este foarte mică, pe cînd consumul propriu al şuntului este mare. Această metodă nu poate fi folosită la instalaţiile de tensiune înaltă, deoarece aparatul de măsurat nu poate fi izolat la tensiunea înaltă. Pentru înlăturarea acestor deficienţe au fost propuse o serie de dispozitive speciale de măsurat, care, de obicei, se includ în specialitatea transformatoarelor de măsură, deoarece au cîteva părţi caracteristice comune. Ele mai sînt denumite şi transformatoare de măsură pentru curent continuu. Funcţia acestor transformatoare este bazată de obicei pe acţiunea magnetică a curentului continuu supus măsurării.

Pestarini [8.56] a folosit rotorul circular pentru măsurarea cîmpului magnetic creat de către curentul continuu. Prin rotirea rotorului cu viteza constantă în întrefierul circuitului magnetic, se obţine la bornele acestui generator o tensiune proporţională cu curentul. Pe circuitul magnetic se află înfăşurarea de compensaţie, alimentată de la o sursă specială de curent continuu. Curentul, trecînd prin înfăşurarea de compensaţie, acţionează împotriva curentului măsurat. Dacă tensiunea indusă în rotor este nulă (controlată cu voltmetru conectat la înfăşurarea rotorului), acţiunea curentului măsurat este compensată cu un curent luat de la sursa auxiliară, care trece prin înfăşurarea de compensare. Firma franceză Carpentier a produs transformatoare de curent continuu, funcţionînd pe acest principiu, pentru curenţi pînă la 30 kA şi precizie 1%. Aceste transformatoare s-au folosit în special la etalonarea şunturilor pentru curenţi mari direct în instalaţie.

O realizare asemănătoare o reprezintă transformatorul din fig. 8.35, realizat de firma Koch şi Sterzel, pentru curenţi pînă la 100 000 A, pentru clasa de precizie 0,2 la sarcina de 15 VA, sau clasa de precizie 0,5 la sarcina 30 VA [8.57]. Faţă de transformatoarele Pestarini, aceste transformatoare au tensiunea auxiliară pentru compensare luată direct de la rotorul în mişcare şi curentul este măsurat

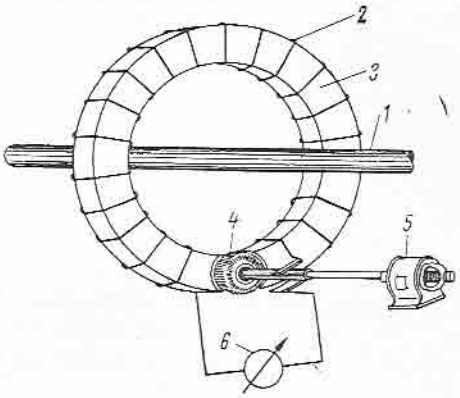


Fig. 8.35. Transformatorul de curent continuu tip Nölki:
1 — conductor primar; *2* — înfăşurare de compensare; *3* — circuit magnetic; *4* — rotor; *5* — motor; *6* — aparat de măsurat.

cu ampermetrul conectat. Numărul de spire ale înfăşurării de compensare se alege funcţie de valoarea curentului de compensare. Reglarea transformatorului se face cu ajutorul corecţiei de înfăşurare, la înfăşurarea de compensare, asemănător ca la înfăşurarea secundară a transformatoarelor de curent alternativ.

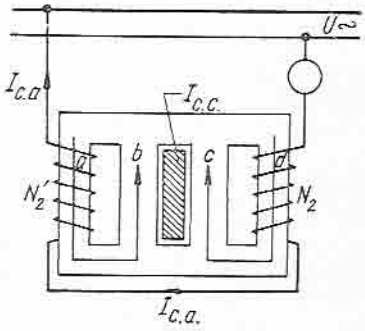


Fig. 8.36. Transformator de curent continuu tip Besag.

O însemnătate şi o răspîndire mai mare au obţinut transformatoarele de curent continuu la care se foloseşte indirect efectul fluxului magnetic. Primul transformator de curent continuu realizat pe acest principiu, fără elemente în rotaţie, a fost propus în anul 1913 de către Besag [8.63] (fig. 8.36). Transformatorul este în esenţă o bobină de reactanţă cu patru miezuri. Pe miezurile laterale, *a* şi *d*, sînt dispuse două înfăşurări legate în serie, în aşa fel încît sensurile tensiunilor induse în ele să fie opuse. Înfăşurările sînt alimentate de la sursa de curent alternativ. În circuitul lor este conectat şi aparatul de măsurat. Curentul continuu măsurat

trece prin conductorul aflat între mîzurile din mijloc, b și c. În cazul acestei alimentări curentul de magnetizare alternativ, produs de înfășurările N_2 și N_2', nu trebuie să inducă tensiuni în conductorul primar prin care trece curentul continuu. În acest caz, prin aparatul de măsurat ar trece nu numai curentul corespunzător reactanței bobinei de reactanță, ci și curentul transformat în circuitul primar.

Suprapunerea cîmpului magnetic alternativ cu cel continuu apare prin deplasarea unilaterală a punctului de lucru de pe curba de magnetizare a armonicei pare. Acest fenomen se poate folosi de asemenea pentru măsurarea curenților continui mari, dacă înfășurarea de măsură este dispusă în acel loc al circuitului magnetic, pe unde trece curentul alternativ al armonicei pare [8.67]. Armonicele pare se pot induce de asemenea în circuitul primar și astfel influențează precizia de măsurare.

Pentru măsurarea curentului continuu pe principiul modificării permeabilității circuitului magnetic, au fost dezvoltate o serie de dispozitive de măsurat [8.58] Cea mai largă răspîndire a obținut-o transformatorul de măsură realizat după propunerea lui Krämer (fig. 8.37, a) [8.60 și 8.62]. Pe bara colectoare prin care trece curentul continuu supus măsurării, I_{1cc}, sînt dispuse două circuite magnetice, O și O', premagnetizate de acest curent pînă după punctul de saturare A (fig. 8.37, b). Pe circuitele magnetice sînt dispuse înfășurările N_2 și N_2' legate în serie dar în sens opus și racordate la sursa auxiliară de tensiune alternativă. Dacă ambele cir-

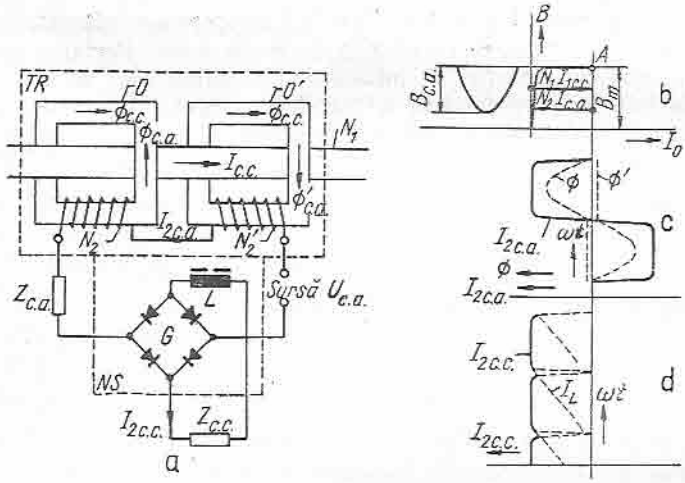


Fig. 8.37. Transformatorul de curent continuu tip Krämer:
a — schema de conexiune; TR — transductor; N_1 — bara colectoare prin care trece curentul destinat măsurării I_{1cc}; N_2, N_2' — înfășurările secundare; O, O' — circuitele magnetice; NS — dulapul de alimentare; G — redresor; L — bobina de amortizare de compensare; Z_{cc} — sarcina pentru curentul continuu; Z_{ca} — sarcina pentru curentul alternativ; b — alura curbei de magnetizare; A — punctul de lucru; c — alura curentului secundar alternativ și a curentului de magnetizare; d — alura curentului redresat — ondularea este compensată cu bobina de reactanță L.

cuite sînt presaturate cu ajutorul curentului continuu, va trece prin circuitul secundar curentul alternativ I_{2ca} proporțional cu curentul I_{1cc}, conform relației

$$N_1 I_{1cc} = N_2 I_{2ca}. \tag{8.66}$$

Curentul I_{2ca} întîi se redresează și apoi se măsoară cu aparatul magnetoelectric cu bobină mobilă. Aparatul indică mărimea medie a valorii măsurate. Bobina de inductanță L servește pentru aplatisarea ondulărilor din curentul continuu (fig. 8.37, d).

Transformatorul de măsură pentru curentul continuu trebuie să aibă următoarele proprietăți: raportul de transformare constant, independență față de frecvența și tensiunea sursei auxiliare de curent alternativ și independență față de ciclul de histerezis al circuitului magnetic. Aceste proprietăți se obțin prin alegerea potrivită a materialului și prin realizarea circuitelor magnetice. Primele transformatoare de măsură pentru curent continuu aveau circuitele magnetice din aliaj magnetic (Mumetal). În ultimul timp se folosește tablă cu cristale orientate (subcap. 9.1).

Transformatoarele de măsură pentru curenți continui mari au suferit o dezvoltare rapidă. Firma AEG produce astfel de transformatoare în serie mare, în trepte de cîte 10 pînă la 100 kA, cu eroare de 0,1% pentru curent în limitele 0,5—1 I_n la sarcina de 60 W. Pentru curenții continui de 100—200 kA se produc transformatoare de măsură cu compensare [8.64—8.66].

Circuitul magnetic al transformatoarelor de curent continuu ale firmei AEG este alcătuit din tole de forma L (fig. 8.38, *a*). Greutățile în montarea acestor transformatoare nedemontabile au condus la acele construcții, la care circuitul magnetic sau o parte din el se pot desface înaintea montajului pe bara colectoare (fig.8.38,*b*).

Vúsc a realizat transformatoarele de măsură pentru curentul continuu de 15 și 30 kA (fig. 8.39) [8.55]. Circuitul magnetic este realizat din bandă de M6X și este consolidat prin înglobare în rășină epoxidică turnată. Pentru ușurința montajului, circuitul magnetic este secționat după diagonală (fig. 8.38, *c*). Această reali-

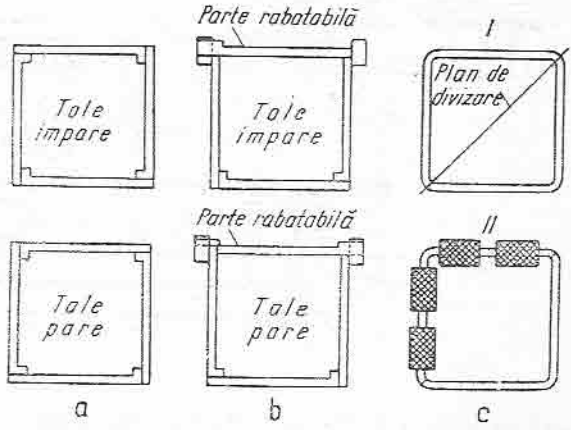
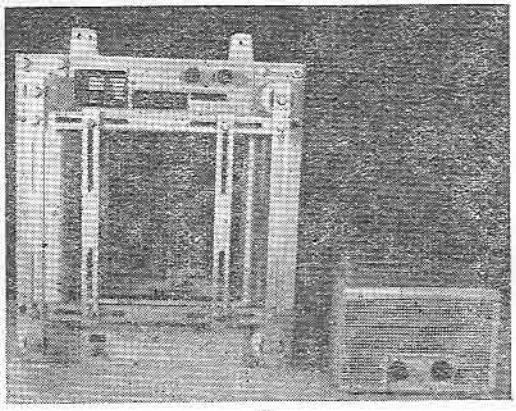


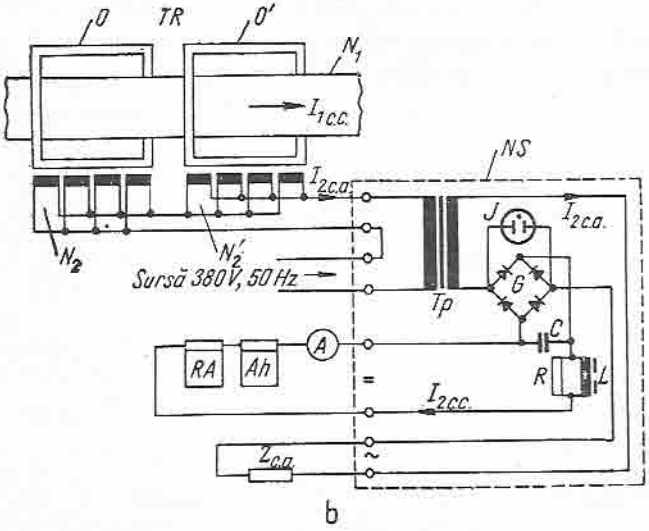
Fig. 8.38. Formele circuitelor magnetice ale transformatoarelor de curent continuu:
a — tole (AEG); *b* — tole cu o parte rabatabilă (AEG); *c* — înfășurare din bandă — divizat (VÚSE); *I* — circuitul magnetic cu plan de divizare; *II* — circuitul magnetic cu bobinele înfășurării secundare pe o singură parte.

zare are o serie de avantaje: posibilitatea alegerii circuitelor magnetice, facilitatea execuției și a montajului, greutate și dimensiuni mici. Întrefierul din planul de separare are valoare constantă. Înfășurarea secundară este alcătuită din cîteva

ramuri legate în paralel, repartizate de-a lungul circuitului magnetic. Cu această soluție se limitează influența defavorabilă a cîmpurilor alternative de scăpări. Schema transformatorului de măsură pentru curent continuu, propusă de Vúse,



a



b

Fig. 8.39. Transformator de măsură pentru curent continuu de 15 kA:
a — transductor cu dispozitivul de alimentare; *b* — schema de conexiuni; *TR* — transductor; N_1 — bară colectoare de curent continuu, destinată măsurării; N_2 N_2' — înfășurarea secundară; *NS* — dispozitivul de alimentare; T_p — transformator auxiliar; *J* — lampă cu neon; *G* — redresor; *C* — condensator; *L* — bobină de reactanță; *R* — rezistență; *A* — ampermetru; *Ah* — amperorămetru; *RA* — dispozitiv de reglare; Z_{ca} — sarcina pe partea de curent alternativ (VÚSE).

este prezentată în fig. 8.39, *b*. Sursa de alimentare este separată de circuitele de măsură prin transformatorul auxiliar T_p. Sarcina pe partea de curent continuu, de 30—60 W, este formată din aparate de măsurat, protecție și reglaj. Pentru reglaj se poate folosi direct și tensiunea alternativă, prin conectarea sarcinii Z_{ca} la circuitul transductorului *TR* sau la circuitul secundar al transformatorului auxiliar

T_p. Sarcina în curent alternativ poate fi de cîteva sute de waţi. Bobina de reactanţă L serveşte pentru aplatisarea curentului redresat. Lampa cu neon J şi condensatorul C protejează redresorul G de supratensiuni. Precizia este $\pm$ 0,2%, în limitele 0,5—1,1 I_n. În cazul unei execuţii îngrijite, se poate obţine o precizie de $\pm$ 0,1%.

Pentru măsurarea tensiunilor înalte, continui, se pot folosi transformatoare de măsură al căror principiu de funcţionare este asemănător cu cel de măsurare a curentului continuu (fig. 8.40) [8.61]. Înfăşurarea primară N_1 trece prin ambele circuite magnetice O şi O', pe care sînt repartizate înfăşurările N_2 şi N'_2. Ambele înfăşurări sînt bobinate în acelaşi sens şi sînt legate în paralel la sursa de tensiune alternativă. Legarea este făcută în paralel, pentru a nu se induce în înfăşurarea primară înaltă tensiune cu frecvenţa armonicei a doua faţă de frecvenţa de bază. Înfăşurarea primară este conectată la tensiunea destinată măsurării prin intermediul rezistenţei R, pentru ca tensiunea şi curentul primar să fie în fază. Ambele circuite magnetice sînt premagnetizate cu curent continuu după punctul de saturare. În înfăşurarea secundară trece curentul din sursa alternativă, a cărui valoare

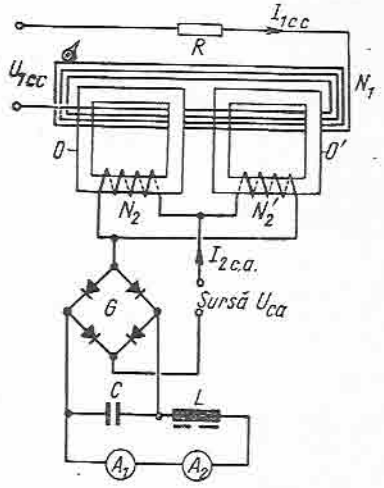


Fig. 8.40. Transformatorul de tensiune continuă tip Krämer:
N_1 — înfăşurarea primară; N_2, N'_2 înfăşurarea secundară; O, O' — circuitele magnetice; G — redresorul; C — condensatorul; L — bobina de amortizare; A_1, A_2 — aparate de măsurat.

este proporţională cu curentul primar şi deci cu tensiunea primară. Curentul secundar se redresează cu ajutorul redresorului G şi se măsoară cu aparate de măsurat pentru curent continuu (magnetoelectrice cu bobină mobilă). În această variantă constructivă s-au executat transformatoare de curent continuu, pentru măsurarea tensiunii continui pînă la 30 kV.

Cea mai nouă metodă pentru măsurarea curenților mari continui se bazează pe fenomenul Hall. Cu ajutorul sondelor Hall, fixate în întrefierul circuitului magnetic, se măsoară inducția magnetică determinată de curentul continuu supus măsurării [8.68—8.71].

Forma Siemens-Schukert produce instalații de măsurat pînă la 100 kV care folosesc principiul de mai sus (fig. 8.41). Instalația este destul de complicată dar

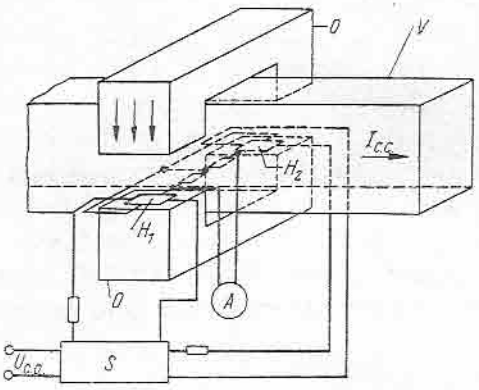


Fig. 8.41. Măsurarea curentului continuu cu ajutorul sondelor Hall:
H_1, H_2 — sonde Hall; O — circuitul magnetic cu întrefier de aer; V — bara colectoare prin care trece curentul supus măsurării; S — sursa electronică a curentului; A — aparat de măsurat.

foarte precisă. Eroarea maximă de curent este $\pm$ 0,2%. De instalația de măsurare aparține sursa electronică specială, care comandă curentul, acesta trebuind să aibă o valoare precisă și constantă. Pentru măsurarea puterii este necesar un alt convertizor electronic.

9 Materiale și tehnologie specială

9.1. Circuite magnetice și materiale magnetice

Circuitele magnetice ale transformatoarelor de măsură se realizează prin împachetarea tolelor decupate din tablă de formă corespunzătoare în C sau E sau prin înfășurare din bandă, în formă toroidală. Circuitele magnetice realizate prin împachetare prezintă întrefieruri care alternează cu poziția de la strat la strat [9,48]. Circuitele magnetice mai mici sînt alcătuite din tole în formă de E, L, U, I. În fig. 9.1, *a* 5 sînt prezentate tolele circuitului magnetic în manta cu întrefierul realizat pe coloana din mijloc. Această soluție îmbunătățește substanțial calitatea circuitelor magnetice însă pierderile de tablă sînt foarte mari, chiar la o organizare rațională a stanțării lor. La miezurile toroidale, alcătuite din inele decupate din tablă [(fig. 9.1, *a* (7)] (tabelul 7.5) apar pierderi mari de material.

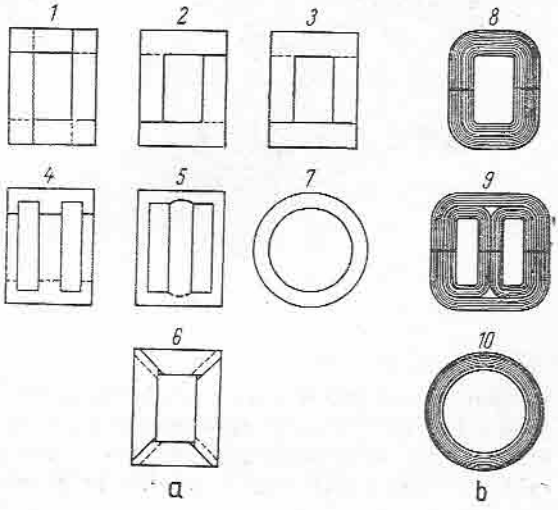


Fig. 9.1. Formele circuitelor magnetice ale transformatoarelor de măsură: *a* — împachetarea tolelor; *1* — miez din bandă I; *2* — miez din tole L; *3* — miez din tole U și I; *4* — miez în manta din tole E; *5* — manta cu un întrefier; *6* — miez din tablă cu cristale orientate cu îmbinări la 45°; *7* — toroid realizat din inele de tablă avînd aceleași dimensiuni; *b* — miezuri înfășurate; *8* — miez cu coloane alcătuit din tole C; *9* — miez în manta alcătuit din tole E; *10* — toroid înfășurat.

Secţiunea coloanei, pe care se montează înfăşurarea, este realizată în formă pătrată cu cîteva trepte, pentru a se putea obţine o utilizare mai bună a suprafeţei cercului circumscris coloanei. Umplerea completă a suprafeţei cercului se obţine atunci cînd fiecare strat de tole reprezintă o treaptă diferită (fig. 9.2). Această realizare este foarte complicată din punct de vedere tehnologic, deoarece necesită maşini speciale de stanţare, reglarea dimensiunilor (lăţimea sau lungimea) tolelor modificîndu-se după fiecare stanţare. Tolele realizate pentru fiecare circuit magnetic trebuie depozitate la un loc, iar în timpul depozitării trebuie respectată ordinea tolelor după dimensiuni.

Pentru circuitele magnetice ale transformatoarelor de măsură se foloseşte cel mai des tabla de transformator laminată la cald. Fierul pur nu este utilizabil pentru circuite magnetice, chiar dacă are proprietăţi magnetice bune, deoarece producerea lui este foarte grea. Procentul de impurităţi nu trebuie să depăşească 0,05%. Urmele de carbon şi de azot se pot schimba în decursul timpului în carburi şi nitruri, care determină mărirea substanţială a pierderilor prin histerezis. Această proprietate

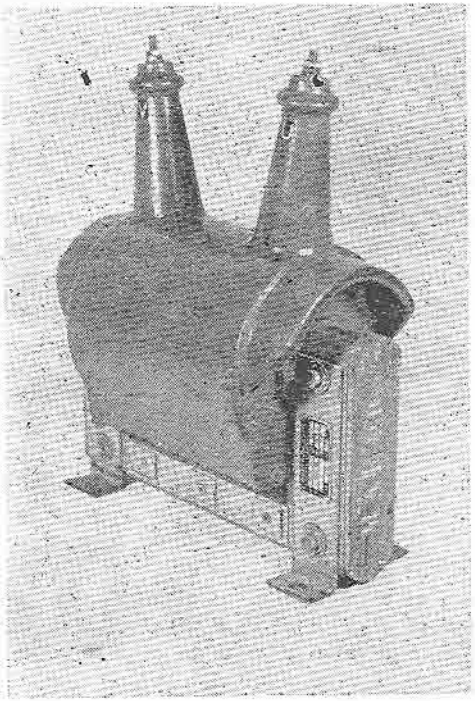


Fig. 9.2. Transformator de tensiune, cu izolaţie plină, varianta MAE 20, 20 kV, ambele înfăşurări sînt înglobate în răşină epoxidică turnată (fig. 9.22), circuitul magnetic este realizat prin împachetare, miezul fiind cu secţiune rotundă (Oerlikon).

se numeşte *îmbătrînirea materialului magnetic*. Acest fenomen a putut fi înlăturat folosind aliajele fierului care conţin 1—4,5% siliciu [9.14]. Siliciul determină creşterea permeabilităţii maxime, micşorarea pierderilor prin histerezis, iar prin mărirea rezistivităţii scad pierderile prin curenţi turbionari.

Tabla de transformator conţine 3—4,5% siliciu. Mărirea în continuare a conţinutului de siliciu ar conduce la creşterea permeabilităţii şi reducerea pierderilor, însă inducţia magnetică de saturaţie ar scădea foarte mult. Acest tip de material ar fi foarte dur, casant şi ar uza rapid maşinile de tăiat.

Pentru transformatoarele de măsură se foloseşte tabla de transformator de calitatea E 1,3 (adică pierderile de 1,3 W/kg la o inducţie de 1 T) [9.15]. Grosimea tablei este de 0,35 mm sau 0,5 mm. Tablele se livrează în foi de mărimea 750× ×2000 mm, decapate şi fără arsuri. Calitatea materialului este indicată pe pachete cu o bandă colorată.

Pentru cîteva tipuri de transformatoare se foloseşte tabla de transformator Et 530, groasă de 0,5 mm, care are proprietăţi asemănătoare cu Et 1,3. Aceste table sînt tăiate cu ajutorul maşinilor de ştanţat.

Tolele de transformator sînt izolate cu hîrtie, care se lipeşte pe toată tabla, înainte de prelucrarea ei. Pentru izolarea tolelor se mai folosesc în loc de hîrtie lacuri, care se depun pe tolele gata realizate. Factorul de umplere a pachetului de tole este dat în tabelul 10.1. Tabla de transformator se foloseşte în special pentru circuitele magnetice realizate din tole împachetate, atît cu coloane, cît şi în manta. După decupare e necesar ca tolele sau benzile să fie debavurate.

Proprietăţile magnetice ale tablei de transformator sînt în funcţie de direcţia de laminare. Acest fenomen este legat de structura cristalină a materialului mag-

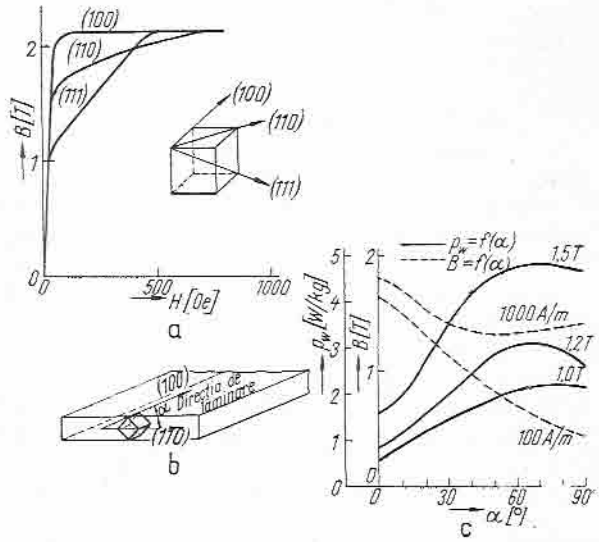


Fig. 9.3. Proprietăţile materialelor magnetice cu cristale orientate: *a* — curbele de magnetizare ale monocristalului de fier după diferitele direcţii de magnetizare ale cristalului; *b* — tablă cu cristale orientate cu structura Goss; *c* — proprietăţile magnetice ale tablei cu cristale orientate cu structura Goss după diferite direcţii.

netic. Fierul formează cristale cubice. Proprietăţile lui magnetice coincid cu muchiile individuale ale cubului (fig. 9.3). Puterea de magnetizare necesară, la o inducţie dată, este cea mai mică atunci cînd magnetizarea are loc pe direcţia muchiilor, în timp ce pe diagonale, proprietăţile magnetice sînt mai slabe. La nichel care are aceeaşi structură cristalină cu a fierului, aceste relaţii sînt inversate. Aceste pro-

prietăţi ale materialelor magnetice cu condus pe producători la aplicarea unei tehnologii, care să permită folosirea în cel mai înalt grad a efectului de direcţie. Orientarea necesară a cristalelor se poate obţine prin laminarea la rece a tablelor de siliciu. În cazul aplicării acestui procedeu tehnologic, conţinutul de siliciu este de 2,5—3%. Un procent mai mare de siliciu ar produce greutăţi mari în laminare. Prin reducerea conţinutului de siliciu scade rezistivitatea la 0,45—0,5 Ω mm^2/m faţă de 0,6—0,65 Ω mm^2/m cît este la un conţinut de 4,5% siliciu, ceea ce are ca urmare mărirea pierderilor prin curenţii turbionari cu circa 25%.

Americanul N. P. Goss [9.2] a propus în anul 1933 o tehnologie perfectă de producere a tablei cu textură orientată. Primele table produse în acest fel, cu pierderi mici şi permeabilitate înaltă, au fost livrate de către firma americană ARMCO, sub denumirea de Hipersil (prescurtare de la High Permeability Silicon Steel). Producţia tablelor cu textură Goss (fig. 9.3, *b*) a fost preluată şi de alţi furnizori străini, prin cumpărarea licenţei americane.

Materialul iniţial pentru producerea tablelor cu cristale orientate sînt lingourile de oţel, avînd un conţinut de 2,5—3% siliciu, inclusiv adausurile şi impurităţile prescrise. Lingoul se lamineză la cald pînă la grosimea de 1,8—2,5 mm. După recoacere urmează laminarea consecutivă la rece pînă la grosimea stabilită 0,35—0,5 mm. Între laminările succesive, tabla se recoace şi se decarburează. Recoacerea şi decarburarea finală a tablei laminate se poate realiza în vid [9.8].

Decarburarea multiplă reduce cantitatea de carbon din produsul finit pînă la 0,001—0,005%. Tabla astfel decarburată absoarbe foarte uşor carbonul, din care cauză ea trebuie protejată pentru a nu veni în contact cu materiale ce conţin mult carbon, în special cînd acest lucru are loc în prezenţa temperaturilor înalte. Creşterea cantităţii de carbon are ca urmare îmbătrînirea materialului. Tot astfel creşterea conţinutului de oxigen produce înrăutăţirea proprietăţilor magnetice. Din aceste motive, prelucrarea termică a tablelor are loc în atmosferă protejată sau în vid.

Tabla cu cristale orientate de provenienţă cehoslovacă, folosită în construcţia transformatoarelor de măsură şi a transductoarelor, se numeşte Sonaperm. Pentru acest materal, pierderile specifice nu se garantează, are însă avantajul că la intensităţi medii şi mici ale cîmpului magnetic prezintă inducţii relativ mari [9.16].

Alte table cu cristale orientate, realizate experimental în Cehoslovacia, au fost numite Ortoperm [9.1 şi 9.9]. În ultimul timp se pregăteşte realizarea tablelor cu cristale orientate, numite Eo 0,9 şi Eo 1,7.

Dintre produsele străine se menţionează, ca fiind cele mai cunoscute, tablele cu cristale orientate produse de firma ARMCO, din care calităţile M6X şi M7X sînt folosite pentru transformatoare. În U.R.S.S., tablele cu cristale orientate se realizează conform GOST 802-58 la grosimea de 0,35 mm, în calităţile E 310, E 330 şi E 330-A.

Proprietăţile magnetice ale tablelor cu cristale orientate sînt valabile pentru direcţia de laminare. În cazul abaterii de la această direcţie, permeabilitatea scade brusc şi poate fi chiar mai mică decît la tablele de transformator laminate la cald. Efectul de direcţie se manifestă şi pentru pierderi (fig. 9.3, *c*) [9.11]. Construcţia circuitului magnetic din table cu cristale orientate [fig. 9.1, *a—6*] se face ţinînd seama de aceste proprietăţi.

Pentru izolarea tablelor cu cristale orientate nu se poate folosi hîrtia, deoarece la recoacere aceasta s-ar arde şi ar determina creşterea nedorită a conţinutului de carbon. După recoacere, tabla se poate izola cu lac de izolare sau cu wasser-glass care se aplică pe ambele părţi. Wasserglass-ul se poate aplica şi înainte de recoacere, deoarece la temperatura de recoacere izolaţia nu se deteriorează. Izolarea tablei înainte de recoacere se poate realiza cu oxid de magneziu (MgO).

O dată cu dezvoltarea producerii tablelor laminate la rece se acordă importanţă tot mai mare realizării izolaţiei prin metode metalurgice, direct în metalurgie. De exemplu (pentru fosfatizare), banda de tablă degresată este trecută prin baia cu soluţie de acid fosforic şi apoi uscată în cuptoare la temperatura de 500—700°C. Pe tablă se formează un strat izolant de fosfat feruginos gros de 2—10 μm. Izolaţia ceramică realizată pe bază de magneziu, numită Carlitte, se consideră cea mai reuşită izolaţie; ea este realizată de firma ARMCO. Grosimea acestei izolaţii este 2—3 μm şi permite o umplere a pachetului de tole de pînă la 97%. Aceste straturi de izolaţie suportă temperatura de recoacere de 800°C, fiind anticorosive şi rezistente la ulei.

Tablele cu cristale orientate sînt livrate, de obicei, la dimensiuni mari: lăţimea 750—800 mm, lungimea 1000 mm, pachetele avînd o greutate de 2000 kg. Aceste foi se taie în benzi mai înguste şi după îndepărtarea bavurilor marginale se taie la formele cerute de circuitele magnetice (fig. 9.1, *b*) [9.8].

Prin tăiere, debavurarea şi înfăşurarea miezurilor pe dorn, apar în tablă tensiuni care-i înrăutăţesc proprietăţile magnetice. Tăierea tablei modifică structura tablei pe o lăţime de circa 3—4 mm. Creşterea pierderilor produse de deformarea ce are loc în timpul înfăşurării poate ajunge la 150%. Înlăturarea acestor tensiuni se poate realiza prin recoacerea tolelor la temperatura de 785 + 15°C. Prin această recoacere, tabla nu numai că revine la proprietăţile iniţiale, ci poate obţine caracteristici superioare. Tabla trebuie protejată de o nouă carburare şi de oxidare, efectuînd recoacerea în atmosferă formată din azot, hidrogen sau combinaţia lor. Recoacerea se poate realiza, de asemenea, în vid. După recoacere, miezul se consolidează cu lacuri de lipire prin impregnare în vid — presiune sau în răşini epoxidice. Pentru o aderare mai bună a lacului pe tole, miezul se înfăşoară cu o bandă de bumbac sau de sticlă. Miezurile impregnate se taie fie cu un disc abraziv (miezurile mici), fie cu ferăstrăul, la freză. După retezarea cu ferăstrăul, suprafaţa proaspăt tăiată trebuie şlefuită. Din cauza bavurilor pot să apară pe suprafaţa de contact pierderi mari şi din această cauză suprafaţa respectivă trebuie tratată cu acizi. Tratamentul cu acizi trebuie oprit la timp, pentru ca muchiile tolelor să nu se rotunjească prea mult, prevenind astfel o creştere a întrefierului.

Tablele cu cristale orientate Sonaperm se livrează direct de la uzina metalurgică sub formă de miezuri toroidale sau miezuri C, de diferite dimensiuni.

Montajul înfăşurărilor transformatoarelor pe miezurile C sau E este foarte uşor şi rapid. După introducerea înfăşurării se suprapun cele două jumătăţi de miez şi se strîng, de exemplu, cu o bandă de oţel, analog cu strîngerea lăzilor. Presiunea pe suprafaţa de contact a celor două părţi ale miezului trebuie să fie suficientă pentru ca întrefierul să fie cît mai mic şi să nu înrăutăţească proprietăţile magnetice ale circuitului (fig. 9.4). Pentru reducerea influenţei devaforabile a întrefierului cele două jumătăţi de miez C sau E pot fi îmbinate cu o pastă magnetică şi înglobate în răşină epoxidică. Pasta magnetică are reluctanţă mică şi aderă bine pe suprafeţele de con-

tact ale miezului, caracteristicele magnetice obținute fiind superioare celor realizate la miezurile la care nu s-a aplicat această metodă. Pentru obținerea forței de strîngere a ambelor jumătăți de miez, în timpul asamblării se poate folosi efectul magnetic, dacă alimentăm unele înfășurări cu curent continuu [9.12].

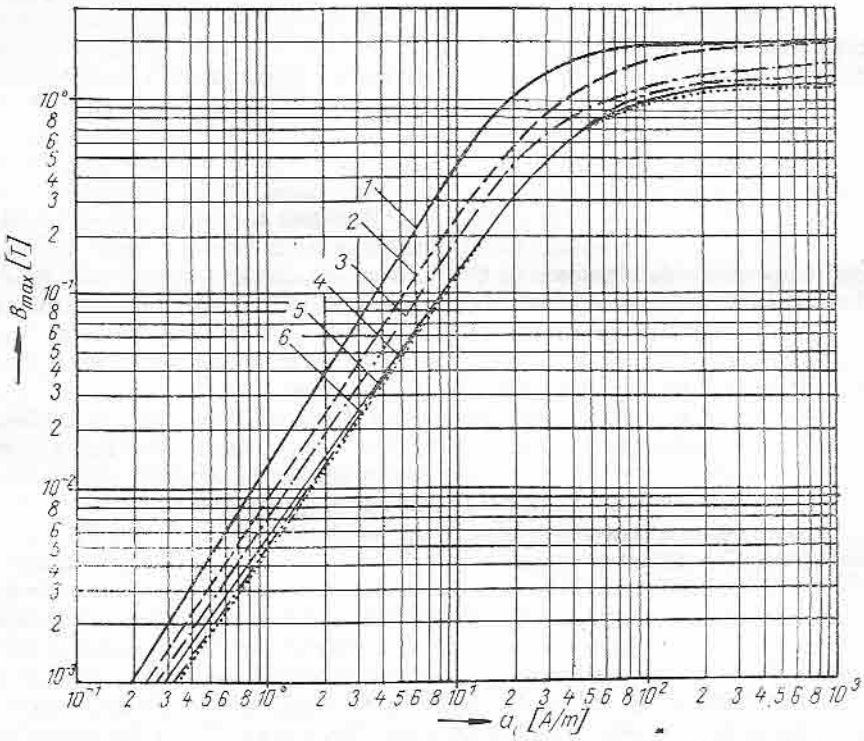


Fig. 9.4. Curbele de magnetizare ale toroiodului realizat din tablă cu cristale orientate M6X:

1 — miez recopt; *2* — miez nerecopt; *3* — miez recopt înfășurat pe un alt diametru; *4* — miez recopt înfășurat pe același diametru, dar în sens contrar; *5* — miez recopt retezat și strîns cu bandă de oțel; *6* — miez recopt înglobat în rășină epoxidică turnată fără introducere în forme speciale.

Pentru circuitele magnetice, alcătuite din tole C sau E, se dovedesc potrivite înfășurările cilindrice sau în disc, care se pot introduce ușor pe miez. Înfășurările pentru miezurile toroidale se realizează manual sau pe mașini de înfășurat speciale (v. fig. 9.9, *a*). Circuitul magnetic toroidal se poate înfășura și pe bobine gata realizate. În acest caz, înfășurarea nu este repartizată de-a lungul întregului circuit. În cazul înfășurării miezului pe bobină este necesar ca operația să se facă cu atenție, pentru ca solicitările mecanice să nu înrăutățească proprietățile lui magnetice (fig. 9.4) [9.17].

Pentru transformatoarele de curent, mai ales cele cu t.m.m primară redusă sau pentru obținerea anumitor proprietăți funcționale (erori mici, factori de saturație

mici etc.) se foloseşte aliajul magnetic moale cu un mare conţinut de nichel. Proprietăţile magnetice ale aliajului (fig. 9.5) variază proporţional cu conţinutul procentual de nichel. Aliajul cu 27% nichel este nemagnetic. Permeabilitatea iniţială depinde, de asemenea, de raportul dintre componentele aliajului (fig. 9.5, *b*), dar

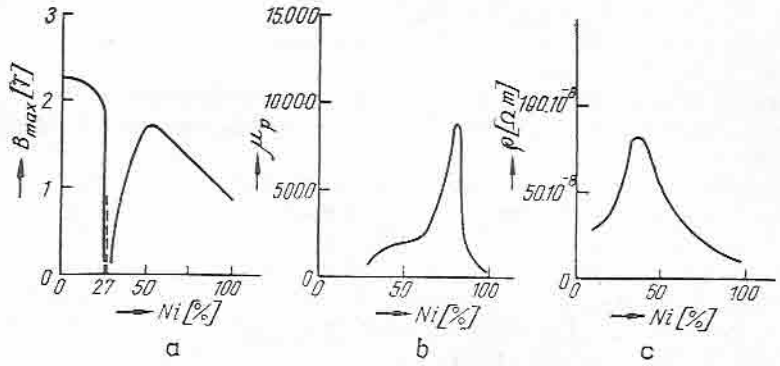


Fig. 9.5. Proprietăţile magnetice ale aliajelor pentru diferite compoziţii:
a — saturaţia maximă; *b* — permeabilitatea iniţială; *c* — rezistivitatea.

şi de tratamentul termic, care este diferit pentru fiecare aliaj. Spre deosebire de tolele cu siliciu, saturarea magnetică a aliajelor este în majoritatea cazurilor mai mică şi depinde de raportul dintre componentele aliajului (fig. 9.5, *a*). Pentru mărimea pierderilor prin curenţi turbionari este importantă rezistivitatea, care este maximă pentru aliajul cu 30—35% nichel (fig. 9.5, *c*) [9.13].

După conţinutul de nichel, aliajele magnetice moi se pot împărţi în trei grupe. Pentru transformatoarele de curent se foloseşte un aliaj din prima grupă, care are un conţinut de nichel mai mare ca 76%. Aceste aliaje au permeabilitatea iniţială şi maximă mari, însă saturaţia are loc pentru inducţii avînd valori în jurul lui 0,6—1,1 T. Pentru micşorarea pierderilor prin curenţi turbionari se adaugă cîteva procente de crom şi molibden, care, de asemenea, îmbunătăţesc proprietăţile magnetice. Cuprul, folosit la aliajul Py 76 Cu sau Mumetal, măreşte permeabilitatea acestuia.

Din grupa a doua fac parte aliajele cu 50% nichel, care au permeabilitatea iniţială şi maximă mai mici, dar prezintă o inducţie de saturaţie mai mare (1,6 T). A treia grupă o formează aliajele cu un conţinut de nichel de circa 36%. Acestea au o rezistivitate mare şi deci pierderi mici prin curenţii turbionari. Este indicat pentru circuitele magnetice ale aparatelor de frecvenţă ridicată.

Aliajele magnetice moi au diverse denumiri comerciale: Permalloy, Mumetal, Megaperm, Hipernik, Radio-Metal etc. Aliajele magnetice cehoslovace sînt notate cu Py. Cifra adăugată acestui simbol indică aproximativ conţinutul de nichel în procente, iar simbolul chimic următor indică elementul conţinut în aliaj, de exemplu, Py 76 Cu.

Producţia aliajelor magnetice moi se bucură de o dezvoltare rapidă. Se încearcă diverse metode de prelucrare termică. Pentru obţinerea unei structuri cristaline avantajoase, aceste aliaje sînt răcite în cîmp magntic. Proprietăţi magnetice avan-

tajoase se mai pot obține prin laminare la rece. Aceste materiale pot fi laminate în benzi foarte subțiri, ceea ce are mare importanță pentru reducerea pierderilor la frecvențe superioare.

Aliajele magnetice moi, folosite la transformatoarele de curent, se aplică în principal la miezurile de forma toroidală de diferite diametre și grosimi.

Datorită solicitărilor mecanice, trepidațiilor sau înfășurării miezului la un alt diametru, are loc o înrăutățire a proprietăților magnetice. Pentru a fi utilizat, miezul trebuie să fie din nou tratat termic.

Miezurile toroidale realizate din aliajul Py se consolidează cu ajutorul lacurilor de lipire și sînt înfășurate cu bandă de hîrtie creponată, care protejează miezul de deteriorări.

Proprietățile magnetice ale materialelor magnetice se pot înrăutăți la transformatoarele al căror circuit magnetic este înglobat în rășină epoxidică. Înrăutățirea se manifestă în principal la miezurile din aliaje magnetice și la cele din tole cu cristale orientate, care, datorită efectului de presare al rășinii, pot fi complet degradate (v. *6*, fig. 9.4). Din acest motiv este necesar ca circuitele magnetice să fie introduse în carcasă (v. fig. 9.15) sau elasticizate prin prevederea unui strat intermediar din material corespunzător.

La alegerea materialului magnetic trebuie ținut seama nu numai de caracteristicile tehnice, ci și de prețul de cost. Cele mai scumpe sînt aliajele magnetice, iar cele mai ieftine sînt tablele de transformator. Din acest motiv uneori miezurile sînt realizate prin combinarea cîtorva materiale magnetice — miezuri din amestec (v. subcap. 10.1). Această combinare se impune și la transformatoarele de curent la care se cer caracteristici funcționale corespunzătoare pentru limite largi de variație a curentului. Pentru realizarea unor transformatoare mai mici se pot utiliza deșeurile de la fabricarea circuitelor magnetice ale transformatoarelor de putere. Este însă necesar ca acest material să aibă proprietățile necesare (verificate sistematic) și să fi fost caracterizat conform acestor cerințe.

9.2. Izolații

În construcția transformatoarelor de măsură se folosesc izolanți solizi, care îmbină mecanic și izolează electric părțile între care există tensiune.

Cel mai utilizat izolant solid este hîrtia de diverse caltăți. Hîrtia de celuloză se folosește ca izolație între straturile înfășurărilor și ca izolație principală pentru transformatoarele de tensiuni foarte înalte. Proprietățile hîrtiei de celuloză sînt prezentate în tabelul 9.1.

Prin stratificarea la cald a hîrtiei bachelizate se realizează pertinaxul, care se folosește sub formă de plăci, tuburi și cilindri. Analog se execută izolatoarele de trecere tip condensator, unde între straturi sînt introduse armăturile de condensator din folii de aluminiu. În locul armăturii din folio de aluminiu se poate realiza o armătură din hîrtie pe care s-a depus un strat de grafit.

Un alt izolant solid, realizat din celuloză, sodă caustică și fire de bumbac, este prespanul. Pentru elementele mecanice solicitate foarte mult se folosește textolitul,

Tabelul 9.1

Proprietățile hîrtiei de celuloză în stare de livrare (Č.S.N. 55 2621)

Simbolul tipului de hîrtie			S 1	S 2	S 3	S 4
Grosimea		μm	65	90	130	180
Masa specifică		kg/m³	600—700			
Rezistența la întindere	longitudinal	kgf 15mm	6,5	8,5	11	14
	transversal	kgf/15mm	2,8	3,8	5	6,3
Ductilitate	longitudinal	%	≧ 2,5			
	transversal	%	5			
Dublă îndoire medie			≧ 500			
Adsorbție		mm/10 min	5—8	≦12		14
Umiditate		%	≦ 8			
Rigiditate dielectrică		kV/mm	≧ 5			
Aciditate sau alcalinitate		*p*H	6,5—7,5			
Cenușă		%	≦ 1			

ale cărui caracteristici electrice sînt inferioare celor ale pertinaxului. La unele construcții de transformatoare în cascadă se folosește în mod excepțional drept material de construcție lemnul. În fig. 9.6 este prezentat montajul elementului superior al transformatorului de curent de 220 kV. Izolația dintre înfășurarea primară și înfășurarea de cuplaj este realizată în două trepte de izolație, create de cilindrii din hîrtie bachelizată și inelele unghiulare din carton presat. Spațiul dintre cilindri este umplut cu ulei. Legăturile înfășurării primare se consolidează cu plăci de pertinax și bandă pentru a putea face față forțelor electrodinamice din timpul scurtcircuitelor.

Soclul de izolare este format din plăci de pertinax fixate de suporturile circuitului magnetic.

Dintre izolanţii ceramici, cel mai important este porţelanul, din care se realizează cuva transformatoarelor, izolatoarele de trecere, corpuri izolante de diferite forme, carcase, plăci de borne şi alte elemente componente mărunte. Porţelanul dur sau electrotehnic, ars la temperatură înaltă, este pînă în prezent unicul izolant rigid, care se recomandă fără rezerve ca izolaţie exterioară a transformatoarelor pentru montaj exterior. Produsele din porţelan se realizează prin diferite metode. Cuva de porţelan se realizează la roata olarului. Foarte pretenţioasă este producerea porţelanului turnat, unde corpul izolant se realizează, de cele mai multe ori, prin turnare în forme de ipsos. Masa de porţelan măcinată fin împreună cu adausurile respective se diluează în apă pînă se obţine o pastă subţire apoi se toarnă în formele de ipsos. Forma de ipsos absoarbe excesul de apă din pastă şi masa de porţelan se sedimentează pe pereţii formei. Dacă stratul depus pe peretele formei este suficient de gros, surplusul de pastă se elimină şi forma se usucă într-un curent de aer. După cîteva zile sau săptămîni blocul ne ars se scoate din formă. Corpul de izolare uscat se vopseşte cu glazură şi se arde în cuptor la temperatură înaltă. În acest fel se realizează corpurile izolante pentru transformatoarele de curent (v. fig. 7.22, 7.23) şi transformatoarele de tensiune (v. fig. 7.35) cu izolaţie de porţelan. La unele tipuri constructive, corpurile izolante sînt divizate, pentru o montare mai uşoară (v. fig. 7.24, *a*). După introducerea elementelor funcţionale ale transformatorului cele două jumătăţi ale corpului se îmbină cu chit izolant.

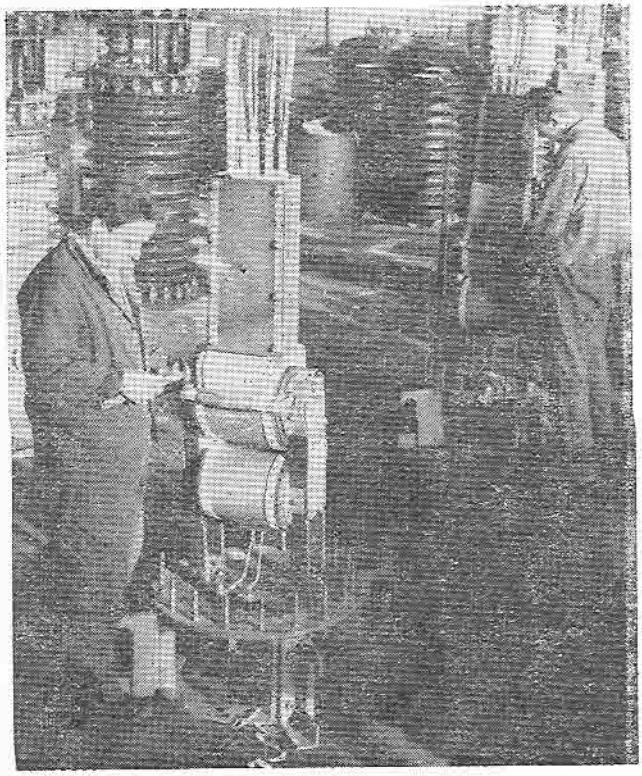


Fig. 9.6. Montajul elementului superior al transformatorului de curent 2 JO 220, 220 kV, 250 — 500 — 1000//1/1A (ŠKODA Plzeň).

Corpul izolant de porţelan al transformatorului monofazat de tensiune, varianta UF (v. fig. 7.39, *a* şi 4.18), este alcătuit din două elemente. Elementul de jos, în

formă de carcasă de bobină ca și elementul de sus — izolatorul de trecere, se realizează prin rotire. După șlefuirea suprafețelor de îmbinare, cele două părți se suprapun lipindu-se cu chit izolant. Drept chit se poate folosi rășina epoxidică. Diferitele carcase, plăcile de borne și alte elemente componente mărunte din porțelan se realizează prin presare.

Pentru transformatoarele de tensiune joasă se folosesc plăci din mase plastice. Acestea sînt, în principal, mase fenolice presate cu umplutură organică sau anorganică. În ultimul timp se introduc plăci din poliester (premix poliesteric) și din rășină epoxidică. Plăcile se realizează în diferite forme și nuanțe de culori. În ele se pot îngloba diferite elemente componente de îmbinare (buloane, piulițe etc.), ceea ce ușurează producerea de serie a acestor transformatoare.

În ultimul timp s-a răspîndit foarte mult un nou material izolant pentru transformatoarele de măsură. Acesta este rășina epoxidică turnată. Ea are proprietăți mecanice și electrice excepționale și poate îndeplini atît funcția de izolant, cît și pe cea de material de construcție. Rășina epoxidică, denumită și glucidică sau etoxilică, se realizează prin condensarea dianei cu diclorhidrină sau epiclorhidrină, în mediu bazic.

Prima rășină epoxidică a fost pusă pe piață de firma elvețiană CIBA sub denumirea de Araldit. În S.U.A., ea este produsă de firmele Shell, Epon și Epikote. Rășinile epoxidice cehoslovace se fabrică, din 1949, în Spolk pentru produse chimice și în Usti nad Labem pentru produse metalurgice, și se notează cu CHS Epoxi (sau numai Epoxi). Cifra anexată exprimă tipul de rășină, care diferă unul de altul prin compoziție chimică. După adăugarea întăritorului, rășina se rigidizează în condiții de temperatură normală sau ridicată.

Rășinile expoxidice absorb apă puțină și din această cauză sînt indicate pentru utilizare în condițiile tropicale. Nu sînt atacate nici de insecte și nici de mucegai. Rezistența la descărcări superficiale este indicată în tabelul 9.2.

Tabelul 9.2

Rezistența izolanților solizi la descărcări superficiale

Izolantul	Rezistența la descărcări superficiale [1], s
Izolanți solizi cu suprafața netratată	
Rășină formaldehidică	5
Fenoplast cu umplutură organică	30
Pertinax nelăcuit	100[2]
Polistiren	∞
Polimetilmetacrilat (Umaplex)	∞
Rășină epoxidică simplă	6000[3]
Porțelan	10 000
Straturi de lac de polimetilmetacrilat	
Lac de ulei uscat în aer , de 0,1 mm grosime	4000
Folie de policlorură de vinil, (PCV), de 0,1 mm	80

Observații. 1) Măsurate cu aparate prin metoda Kappeler, la tensiunea de 10 kV, distanța electrozilor 4 cm.

2) Hîrtie rigidizată cu suprafața protejată de lac corespunzător, 4000 s.

3) După tratarea suprafeței cu lac siliconic la temperatură ridicată, pînă la 12 000 s

Din cauza radiaţiei ultraviolete a razelor solare, rezistenţa la descărcări superficiale scade, iar influenţa descărcărilor corona se manifestă defavorabil. Din aceste motive la transformatoarele montate în exterior este necesar ca corpul de răşină epoxidică să fie protejat cu o cămaşă de porţelan sau cu un strat corespunzător de vopsea reînnoit periodic [7.25 şi 9.43]. Cea mai sigură protecţie este cămaşa de porţelan; pentru celelalte metode nu sînt încă efectuate încercări de lungă durată în exploatare.

Răşina epoxidică se foloseşte, de asemenea, pentru înglobarea elementelor componente electroizolante, ca şi pentru înglobarea înfăşurărilor, eventual împreună cu circuitul magnetic. Cea mai folosită răşină turnată pentru produsele de înaltă tensiune este Epoxy 2000, care se întăreşte la temperatura de peste 100°C. Pentru răşina Epoxy 2000, ca liant de rigidizare se foloseşte anidrida ftalică (FA). Răşina este amestecată cu diverse materiale de umplutură, a căror dimensiuni nu trebuie să depăşească 0,1 mm. Cea mai avantajoasă umplutură este cuarţul topit şi măcinat (sticla de cuarţ).

Pentru unele scopuri se foloseşte şi porţelanul măcinat, şisturi măcinate, nisip de cuarţ, sticlă măcinată etc. Umplutura îmbunătăţeşte unele proprietăţi ale răşinii: reduce factorul de contracţie şi dilatare termică, măreşte rezistenţa termică şi conductivitatea termică şi reduce substanţial preţul pieselor. La Epoxy 2000 se adaugă umplutură de cuarţ topit măcinat sau nisip de cuarţ în proporţie d 150—200% (în greutate). Răşina presată elveţiană Araldit B are proprietăţi asemănătoare cu ale lui Epoxy 2000. Pentru turnare se poate folosi şi răşina Epoxy 110 şi Epoxy 2400, care însă necesită un procent mai mare de umplutură (Epoxy 110—300% ... 400%, Epoxy 2 400—circa 250%). Ambele răşini se rigidizează la temperatură înaltă. Pentru piese mai puţin pretenţioase, cu rezistenţă termică mică şi proprietăţi mecanice şi electrice inferioare, se pot folosi răşinile turnate Epoxy 2 100 şi Epoxy 2 200, cu întărire la temperatură normală. Pentru aceste răşini liantul de întărire este dietilentriaminal (DETA) la care se adaugă drept accelerator benzoilperoxid (BP). Această răşină se umple, de asemenea, cu cuarţ topit măcinat în cantitate de 150 — 220%.

Piesele din răşină epoxidică se pot colora relativ uşor cu ajutorul coloranţilor organici, utilizaţi la colorarea altor răşini sintetice. Nuanţele de culori variază foarte mult din cauza tipurilor şi a cantităţii de umplutură.

Răşina epoxidică Epoxy 110 (şi într-o anumită măsură şi Epoxy 2400) este foarte fluidă şi cu mare penetraţie după ce în prealabil a fost încălzită la 100°C şi amestecată cu liant dur topit şi este deci avantajoasă pentru impregnarea înfăşurărilor. Ca liant de rigidizare se foloseşte fie ftalanhidrida sau un amestec eutectic (1:3) de ftalanhidridă şi endometylentetrahydroftalanhydridă (liant rigidizat F 3).

Cu acest liant rigidizant se prelungește mult durata de viață a rășinii turnate. Temperatura de rigidizare este peste 120°C.

Aderența mare a rășinilor epoxidice la cele mai diferite materale permite folosirea lor pentru lipirea și chituirea diverselor elemente componente. Excepție fac cîteva mase plastice, în special termoplastul, cum ar fi policlorura de vinil (PVC), polietilena (PE), poliamida (PA), polimetilmetacrilatul, polistirenul, produsele siliconice ca teflonul, teflexul și altele, care nu se pot lipi cu rășini epoxidice. Cea mai folosită rășină de lipit este Epoxy 1200 cu liant de întărire, care se întărește la temperatura normală și se poate folosi pînă la temperaturile de lucru de 60 — 70°C. La temperaturi mai înalte are loc reducerea substanțială a rezistenței mecanice.

Epoxy 1001 este mai rezistentă din punct de vedere termic și se întărește la temperatura de peste 120—200°C. Liantul de întărire este conținut în rășină. Rășina se folosește pentru îmbinarea acelor elemente componente (metale, sticlă, ceramică etc.) care nu se deteriorează la temperaturi mari de întărire.

Rășina de lipire se folosește cu umplutură sau fără umplutură. Umplutura este aceeași ca la rășinile turnate și granulația lor este de maximum 0,1 mm. Cu această granulație se limitează grosimea fantei care poate fi minim 0,1 mm. Rezistența mecanică necesară se obține prin prelucrarea rășinii conform prescripțiilor tehnologice. Conținutul procentual de liant-întăritor trebuie realizat cu precizie. Suprafețele trebuie să fie curate, degresate și uscate. Suprafețele netede trebuie să fie făcute rugoase. Pentru rășinile, care se întăresc la temperatură mai mare este necesară menținerea acestei temperaturi pe toată durata de întărire.

Rășinile epoxidice sînt un liant excelent pentru producerea laminatelor a căror proprietăți mecanice și electrice sînt excelente. Banda de pînză de sticlă se impregnează cu Epoxy 1001 în soluție de acetonă. Rășina conține un întăritor care reacționînd cu rășina produce procesul de întărire. Pentru producerea stratificatelor se mai poate folosi și Epoxy 110. Întărirea are loc la temperatura normală și pe această cale se produc diferite elemente componente ale instalației.

Rășinile epoxidice sînt un material excelent pentru producerea lacurilor și a emailurilor. Ele se livrează în două variante sub forma a două componente separate, în care lacul și emailul se rigidizează la temperatura normală, iar întăritorul se adaugă înainte de întărire; a doua variantă este sub forma unei singure soluții, care conține întăritorul și care se întărește la temperatură înaltă.

Un izolant lichid, foarte important, folosit la transformatoarele de măsură, este uleiul de transformator, care pe lîngă rezistența electrică înaltă este și un lichid de răcire foarte bun, protejează izolanții solizi de umiditate și de aerul care pătrunde înăuntru. Uleiul se mai folosește și ca substanță de impregnare, deoarece umple

perfect toate spațiile și porii din izolația rigidă. Proprietățile lui prezentate în tabelul 9.3 sînt conform STAS 811-67.

Tabelul 9.3

Proprietățile uleiurilor electroizolante pentru transformatoare și întreruptoare electrice conform STAS 811-67

Caracteristicile	Condiții de admisibilitate	Metode de analiză
Aspect	clar, limpede	vizual
Densitate la 20°C, max	0,890	STAS 35-58
Viscozitate:		
— la + 50°C, cSt max	10	STAS 117-66
— la + 50°C, °E max	1,83	
— la + 20°C, cSt max	30	
— la + 20°C, °E max	4	
Punct de inflamabilitate MP, °C min	135	STAS 5488-56
Punct de congelare, °C max	—40	STAS 39-56
Aciditate minerală și alcalinitate	lipsă	STAS 22-64
Aciditate organică, mg KOH/g max	0,03	STAS 23-50
Impurități mecanice	lipsă	STAS 33-54
Cenușă, % max	0,004	STAS 38-64
Transparență la + 5°C	conform ptc. 4.1	
Proba Natron max	2	STAS 30-51
Rigiditatea dielectrică la proba uscată în laborator, kV/cm min.	200	pct. 4.2.
Tangenta unghiului de pierderi dielectrice la 90°C max.	10.10^{-3}	STAS 6799-63
Stabilitatea la oxidare prin încălzire		
— gudroane, % max.	0,10	STAS 6798-63
— aciditate organică, mg KOH/g max	0,35	

Observații: 1. La cerere, se poate livra uleiul pentru transformatoare cu punctul de congelare de maximum — 45°C, respectînd celelalte caracteristici.

2. Determinarea stabilității la oxidare prin încălzire, conform STAS 6798-63, se efectuează pe loturi de fabricație.

Rigiditatea dielectrică a uleiurilor depinde de forma și amplasarea electrozilor. Uleiul nu este niciodată absolut curat, el conține diferite impurități mecanice și gaze (mai ales aer). Rigiditatea dielectrică scade brusc la un conținut neglijabil de apă. Conținutul de gaze (aerul) influențează negativ uleiul. De aceea, uleiul trebuie bine tratat, uscat și degazat, înainte de a fi introdus în transformatoarele de măsură [9.19 și 9.22]. Degazarea și uscarea este cu atît mai importantă cu cît gazele și umiditatea care trec în timpul vieții transformatorului din ulei în izolantul rigid (în special hîrtia de celuloză) înrăutățesc în acest fel proprietățile lui dielectrice. De aceea, uleiul pentru transformatoarele de măsură, de tensiune foarte înaltă, se protejează de contactul direct cu atmosfera externă, de exemplu, cu un sistem de ermetizare (fig. 9.7, *a*, *b*) sau cu membrană elastică-sistem cu membrană. Cel mai nou sistem de protecție este capacul închis ermetic sub care se introduce azot sub presiune deasupra stratului de ulei.

Fibrele sau scamele dispersate în ulei se mișcă sub influența cîmpului electric pînă în zona celei mai mari intensități de cîmp și pot determina reducerea distanțelor dintre electrozi. Apariția acestor punți poate fi evitată prin prevederea unor bariere

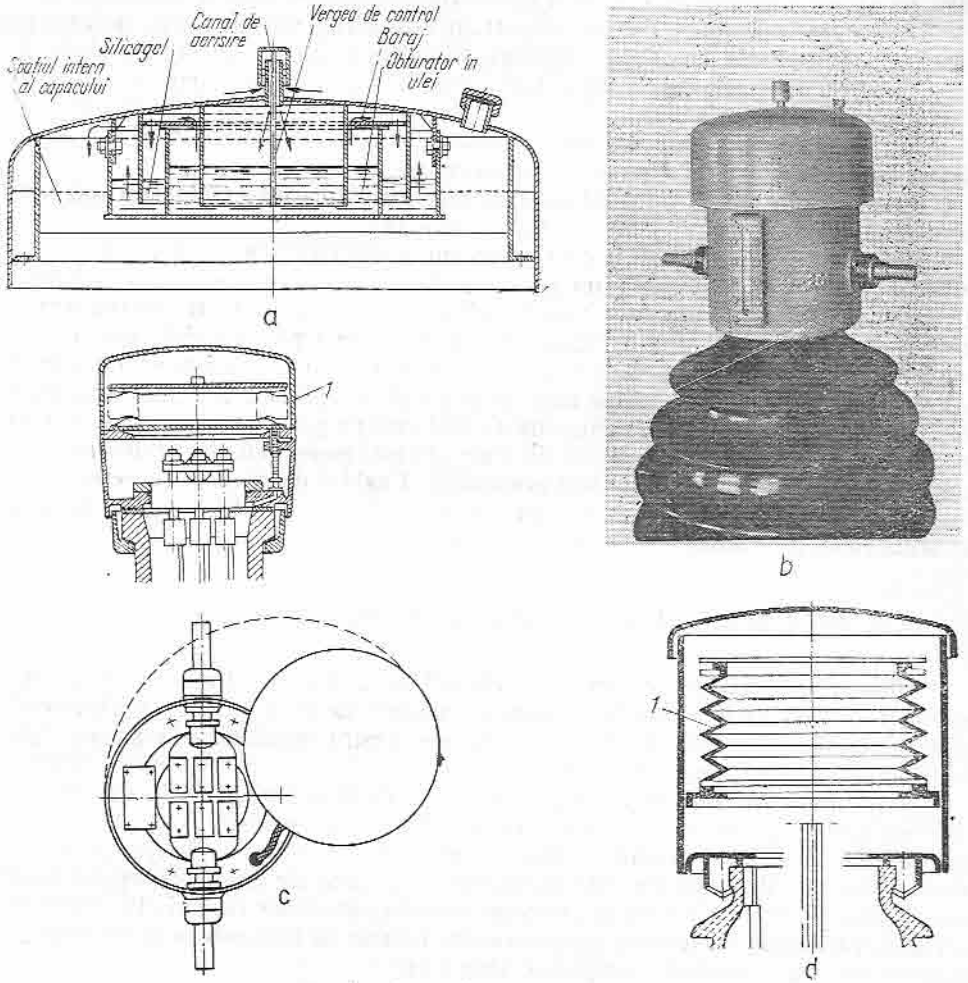


Fig. 9.7. Capacul cu sistem ermetic:

a, *b* — capac cu sistem ermetic (ŠKODA Plzeň); *c* — capac cu membrană (Siemens & Halske); *d* — capac cu închidere prin membrană (Brown — Boveri); *1* — corpul elastic.

(inele, cilindri izolanți) și prin acoperirea electrozilor cu un strat subțire de izolație, ceea ce contribuie la mărirea rezistenței electrice a uleiului cu 70% [9.45]. Numărul de bariere se alege în funcție de tensiunea nominală. Barierele sînt realizate din izolanți solizi și se dimensionează astfel încît să nu străpungă nici la scurtcircuitarea tuturor straturilor izolante de ulei.

Pentru condensatoare se foloseşte uleiul de condensator, care faţă de uleiul de transformator prezintă un unghi mai mic de pierderi dielectrice.

Lichidele izolante sintetice, cum este clophenul, piranolul, care sînt incombustibile, nu au dat rezultate în domeniul transformatoarelor de măsură.

Dintre gazele izolante, cel mai important este aerul, care formează izolaţia pe părţile exterioare ale transformatoarelor. Rigiditatea lui dielectrică depinde în mare măsură de presiunea, temperatura, umiditatea şi forma cîmpului electric. Rigiditatea dielectrică a aerului este influenţată negativ de particulele fine de praf şi de picăturile de apă, care, în cadrul electrozilor puţin curbaţi, formează vîrfuri, determinînd în acest fel cîmpuri electrice neomogene.

Firma Brown-Boveri a folosit la transformatoarele de măsură în locul uleiului aerul comprimat şi azotul comprimat [7.11 şi 7.12].

Un gaz izolant nou, folosit în construcţia aparatelor electrice, este hexafluorura de sulf (SF_6). El se foloseşte, în principal, la întrerupătoarele de tensiune foarte înaltă. În anul 1955, hexafluorura de sulf s-a folosit în locul uleiului la transformatoarele de curent [9.44 şi 9.49]. În hexafluorura de sulf, hîrtia prezintă rigiditate dielectrică de două ori mai mare decît în aer, la aceeaşi presiune. Rigiditatea dielectrică a hexafluorurii de sulf, în condiţii normale de presiune, este de 2,3—2,5 ori mai mare decît rigiditatea uleiului. Hexafluorura de sulf este un gaz inert, fără culoare, fără miros, netoxic. Densitatea lui este de cinci ori mai mare decît densitatea aerului, astfel că difuzia de aer este cu totul neglijabilă. Unghiul de pierderi dielectrice este foarte mic. Prin amestecare cu o cantitate mică de aer, rigiditatea dielectrică a acestuia cunoaşte o scădere cu totul neînsemnată.

9.3. Înfăşurarea transformatoarelor de măsură

Înfăşurarea transformatoarelor de măsură se realizează din conductoare de cupru. Unii furnizori de transformatoare de măsură încep să utilizeze şi aluminiul [7.4]. Aluminiul se poate utiliza fără greutate pentru conductoarele primare ale transformatoarelor de curent tip bară.

Pentru curenţii mici se foloseşte sîrma izolată de cupru. Izolaţia este făcută din email, bumbac, mătase, hîrtie sau combinarea acestor izolaţii. Firele de bumbac sau mătase nu sînt în realitate izolanţi, ci mai curînd realizează îndepărtarea conductoarelor la o distanţă minimă; proprietăţile izolante ale firului corespund celor ale aerului, eventual ale uleiului, în cazul transformatoarelor cu ulei. Pentru obţinerea unei rigidităţi dielectrice superioare este necesar ca înfăşurările să fie impregnate cu lac, ulei, vaselină, compound, răşină etc.

Factorul teoretic de umplere a spaţiului, de către înfăşurarea realizată din conductoare circulare izolate în diverse moduri, este prezentat în fig. 9.8.

Utilizarea cea mai mare o au conductoarele izolate cu email. Izolaţia de email se realizează cu diverse tipuri de lacuri, cu rezistenţă termică diferită, de care depinde îmbătrînirea izolaţiei. Rezistenţa cea mai mică o prezintă lacurile din acetat de polivinil (110°C), după care urmează lacurile epoxidice (120°C), lacurile tereftalatice (155°C) şi cele siliconice (180°C). Izolaţia din teflon (politetrafluoretil) este cea mai bună, ea putînd rezista şi la temperaturi de peste 200°C. Pentru înfăşurarea înglo-

bată în rășină epoxidică trebuie să se folosească conductoare cu o astfel de izolație, care la temperatura de întărire nu se deteriorează și nu intră în reacție cu rășina epoxidică (de exemplu, tereftalatul).

O folosire mai bună a spațiului se realizează prin utilizarea conductoarelor profilate (secțiuni dreptunghiulare, pătrate, cu muchii rotunjite). Conductoarele

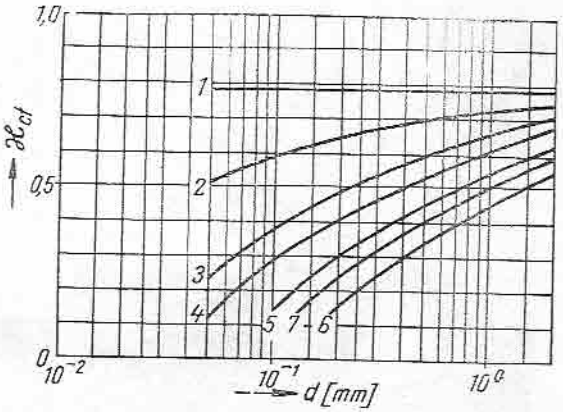


Fig. 9.8. Factorul teoretic de umplere al spațiului de către înfășurare, în funcție de diametrul conductorului, pentru diferite izolații:
1 — conductor neizolat; *2* — izolație din email; *3* — izolație din email și mătase; *4* — izolație din email și mătase în dublu strat; *5* — izolație din email și bumbac; *6* — izolație din email și bumbac în dublu strat; *7* — izolație din bumbac în dublu strat.

profilate se folosesc la înfășurările secundare ale transformatoarelor de curent și de tensiune.

Înfășurarea primară a transformatorului de tensiune este realizată din conductor de secțiune rotundă. Înfășurarea primară a transformatorului de curent se realizează din conductoare profilate sau pentru curenți mai mici de secțiune rotundă. Pentru curenți mai mari se folosește cablul de secțiune rotundă sau dreptunghiulară, sau conductoarele masive în formă de bară cu izolație din hîrtie și bumbac. Pentru unele construcții de transformatoare tip bobină, pentru curenți mai mari, înfășurarea primară este realizată din benzi neizolate. Izolația dintre spire este formată din fișii de preșpan care se introduc la bobinare. Înfășurarea primară a transformatoarelor de curent monospirale este realizată dintr-o tijă sau bară de cupru ori de aluminiu.

Înfășurările cilindrice ale transformatoarelor se realizează pe mașini de înfășurat, dotate cu deplasare automată. Înfășurarea se dispune pe carcasă sau pe cilindrul de carton sau din hîrtie bachelizată. Bobinele fără carcasă se înfășoară pe șablon. Înfășurarea primară a transformatorului de tensiune (v. fig. 7.39) este dispusă pe corpul de porțelan în formă de carcasă (v. fig. 4.18). Înfășurarea primară a transformatoarelor de curent în formă de buclă se bobinează manual sau cu mașina de înfășurat. Unele construcții ale transformatoarelor au înfășurarea primară bobinată direct pe corpul care formează izolația transformatorului. Această metodă de bobinare este mai laborioasă în special la transformatoarele pentru curenți primari mici, cu număr mare de spire. Pentru ușurarea muncii se folosesc diferite accesorii de mecanizare sau se bobinează cîteva conductoare în fascicul, iar după bobinare fiecare ramură se conectează în serie. Dezavantajul ultimei metode constă în faptul că între

două conductoare adiacente apar tensiuni mari care pot determina scurtcircuitul între spire.

Pe circuitele magnetice în formă de tor înfășurarea se bobinează manual sau la mașini speciale de bobinat (fig. 9.9) [9.41].

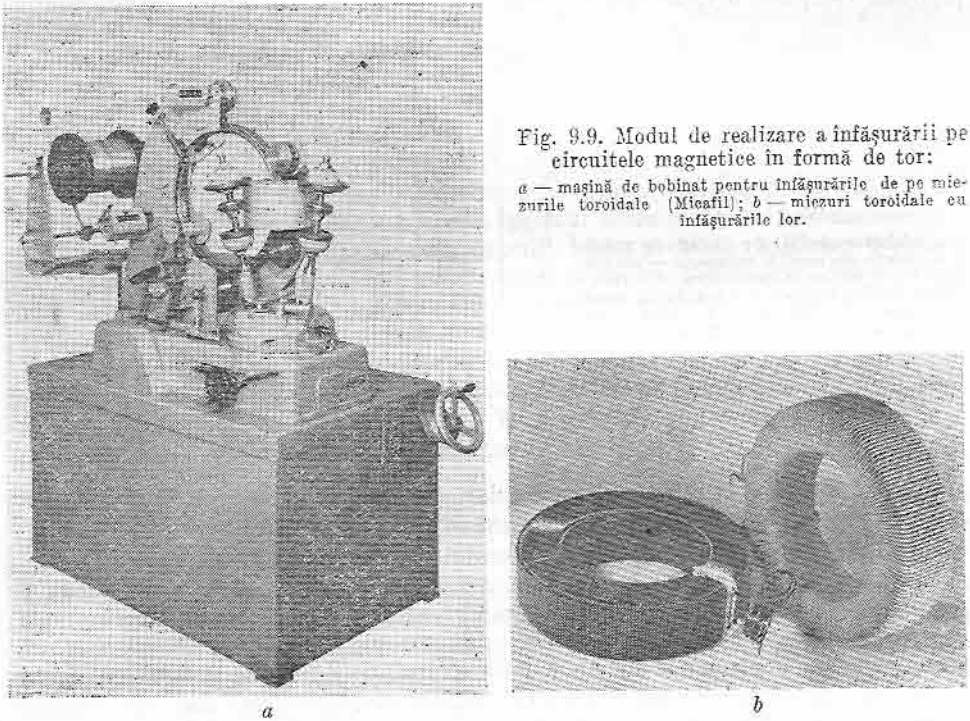


Fig. 9.9. Modul de realizare a înfășurării pe circuitele magnetice în formă de tor:
a — mașină de bobinat pentru înfășurările de pe miezurile toroidale (Micafil); *b* — miezuri toroidale cu înfășurările lor.

9.4. Tehnologia executării transformatoarelor de măsură înglobate în rășină epoxidică turnată

La fabricarea transformatoarelor de măsură pentru tensiuni înalte se folosesc actualmente, cu preponderență, rășinile epoxidice. Prepararea lor este inclusă direct în linia de fabricație. Pentru înglobare se folosește rășina epoxidică cu întărire la temperatură ridicată. În fig. 9.10 este prezentată schematic prepararea rășinii Epoxy 2000. Rășina pură, fără întăritor, este o masă rigidă, de culoare brun-roșcată, transparentă, asemănătoare colofoniului. Ea se livrează în butoaie de tablă zincată. Butoiul cu acest monomer se răstoarnă cu gura în jos în cuptorul de topire, unde rășina se topește parțial și trece în rezervorul încălzit la 135°C. De aci, monomerul topit ajunge la dozator și apoi la amestecător unde se amestecă cu materialul de umplutură. Pentru îndepărtarea impurităților, monomerul fluid se filtrează.

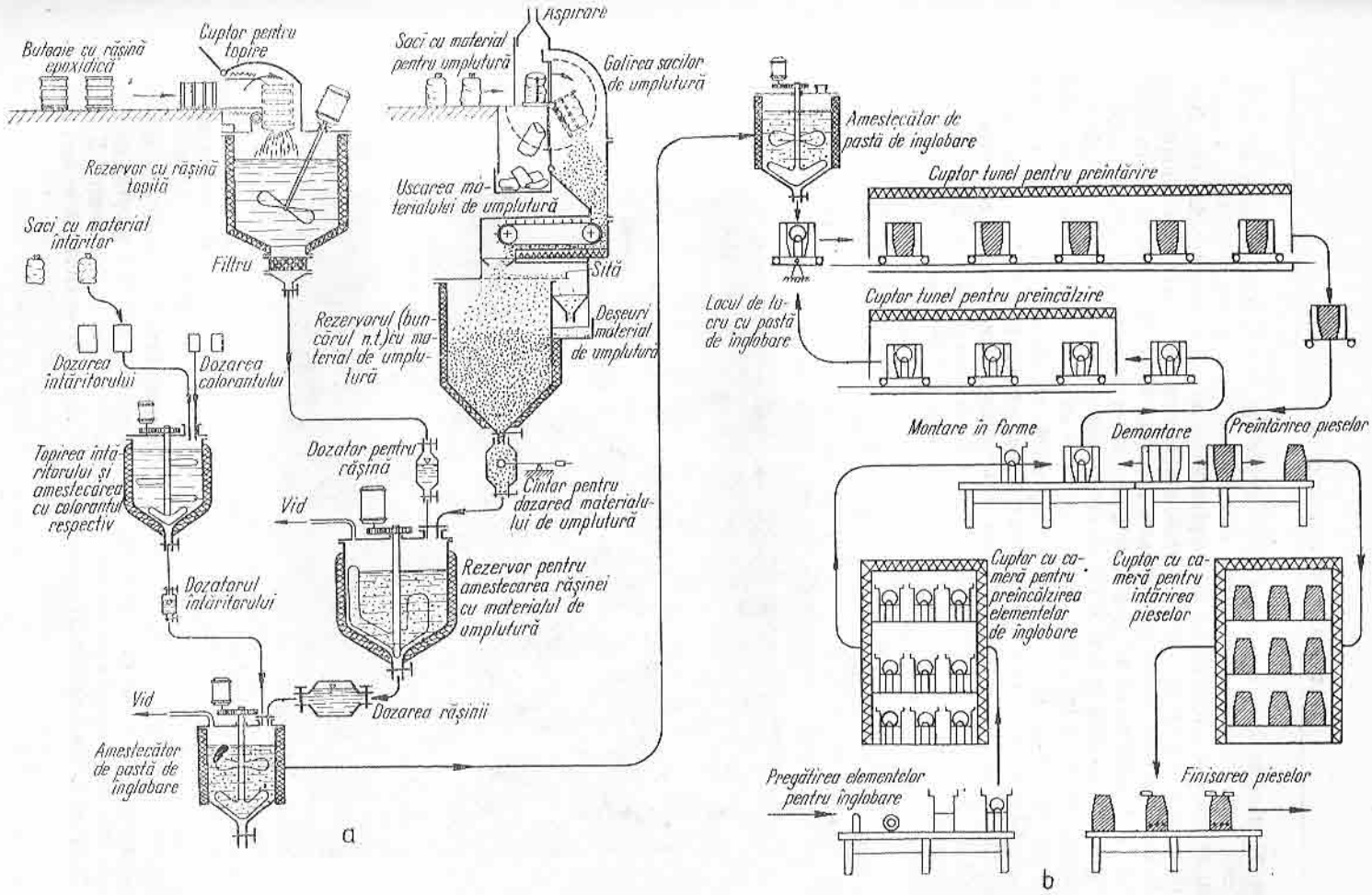


Fig. 9.10. Schema de preparare a rășinii epoxidice cu întărire la temperatură ridicată:
a — prepararea amestecului; *b* — procesul de înglobare al transformatoarelor de măsură.

De cele mai multe ori materialul de umplutură este format din cuarţ măcinat, topit, care se livrează în saci de hîrtie, care se golesc în rezervor. Înainte de amestecare cu monomerul, materialul de umplutură se usucă şi se preîncălzeşte, după necesităţi. La o temperatură mai ridicată, umiditatea din materialul de umplutură poate forma bule care facilitează formarea golurilor în piesele turnate, iar în cazul unor solicitări electrice prezenţa acestor goluri favorizează apariţia fenomenului de străpungere. Prepararea materialului de umplutură prezintă unele greutăţi, în special pentru concasarea lui fină. El trebuie uscat în straturi subţiri, la o temperatură nu prea înaltă. Dozele de material de umplutură, uscate şi încălzite, în continuă agitare, se adaugă în rezervorul de amestec, unde monomerul a fost introdus în cantitatea determinantă. În cazul preparării materialului de umplutură, care conţine bioxid de siliciu, trebuie avut grijă să nu apară silicaţi, care pot să intre în combinaţii.

În rezervoarele de amestec, monomerul cu materialul de umplutură trebuie să se amestece perfect sub vid. Degazarea amestecului se face la temperatura de 125°—135°C, prin amestecare periodică. Timpul de preparare al pastei depinde de cantitatea ei şi poate fi scurtat prin folosirea vidului. Presiunea în rezervoarele de amestec trebuie să fie cît mai mică. Procesul trebuie supravegheat continuu pentru ca amestecul să nu înceapă a fierbe. Amestecul, pregătit din monomer şi material de umplu-

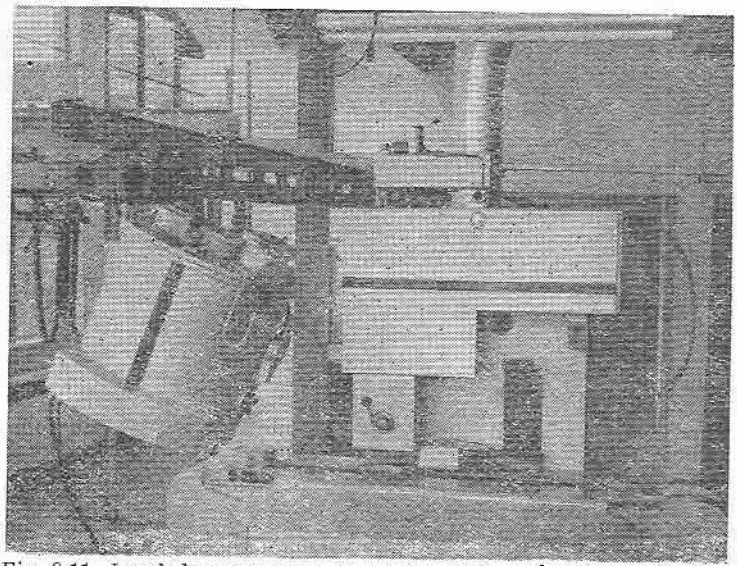


Fig. 9.11. Locul de preparare a pastei de înglobare. În stînga este amestecătorul cu prepararea în vid a monomerului pregătit pentru răsturnarea pastei în oale de turnare, în centru este rezervorul de întăritor cu dozatorul şi cu dispozitivul de amestecare (EJF Brno).

tură, perfect omogenizate şi degazat, încălzit la temperatura prescrisă, este trimis în amestecătorul de pastă de înglobare, unde, înaintea operaţiei propriu-zise de turnare se introduce cantitatea respectivă de întăritor (fig. 9.11). Pentru Epoxy 2000 se foloseşte ca liant rigidizant ftalanhidrida (F.A.), care se livrează în saci sau

în vase metalice. Acesta se găsește sub formă de praf alb sau de solzi. Liantul rigidizant FA este higroscopic și înainte de prelucrare se topește la temperatura de circa 130°C, ceea ce înlătură umiditatea, care ar influența nefavorabil desfășurarea întăririi. Vaporii de ftalanhidridă cristalizează sub formă de cristale albe, lungi, circulare. În întăritorul topit se poate adăuga colorantul organic sau anorganic dorit. Folosirea întăritorului colorant permite controlarea amestecării lui perfecte cu pasta. Rășina epoxidică la care drept material de umplutură se folosesc șisturi nu se colorează, deoarece însuși liantul de umplere imprimă blocului un ton roșu intens.

Elementele funcționale ale transformatorului, introduse în formă, se preîncălzesc înainte de înglobarea propriu-zisă la temperatura de 130—135°C, în cuptoare tip tunel sau tip cameră. Prin cuptorul-tunel, forma gata pregătită este trecută la locul de umplere cu pastă de înglobare (fig. 9.12). Pasta se toarnă de-a lungul pere-

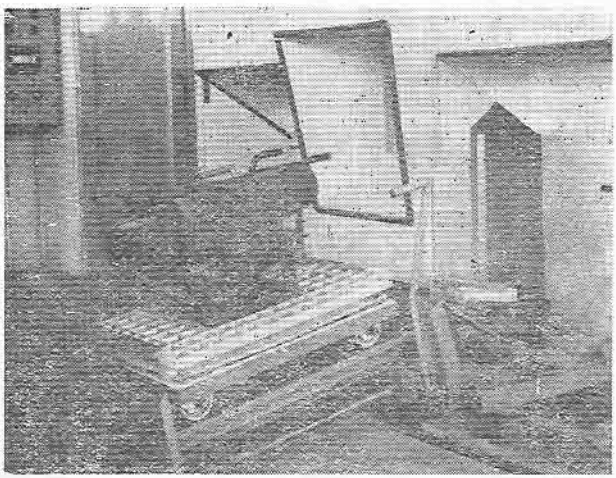


Fig. 9.12. Locul de umplere cu pastă de înglobare. O formă de transformator de curent tip de trecere pe orizontal se află pe dispozitivul de aliniere automată, în fața tunelului de preîncălzire și preîntărire (EJF Brno).

ților formei în așa fel încît fluidul să fie cît mai puțin întrerupt. În timpul turnării pastei, forma se înclină și se scutură pentru ca ea să se umple perfect, iar aerul care a pătruns să se poată ridica la suprafață. Forma se umple pînă la înălțimea prescrisă, iar cînd nivelul scade se toarnă pastă în completare.

Formele umplute se trimit mai departe prin cuptorul-tunel, unde piesele se preîntăresc la temperatura de 125—135°C. Timpul de preîntărire depinde de tipul pieselor și variază între 0,5 și 2 h. Piesele preîntărite se scot din forme, li se fac eventualele retușări ale suprafeței și se trimit în cuptorul tip cameră pentru terminarea procesului de întărire. Întărirea definitivă are loc la temperatura de 120°C în decurs de 10—12 ore. Piesele întărite trebuie să se răcească treptat pentu a evita apariția tensiunilor interne provocate de răciri bruște, care le-ar putea deteriora.

În cazul unui număr mic de piese, în locul cuptoarelor-tunel se pot folosi cuptoarele tip cameră pentru preîncălzirea și prerigidizarea pieselor.

Oalele de turnare se folosesc pentru turnare la presiunea normală. În cazul turnării sub vid, monomerul pregătit împreună cu liantul de umplutură este trimis la amestecătorul de pastă de înglobare, unde se amestecă, și întăritorul topit și pasta

astfel rezultată se toarnă în formele dispuse în camera cu vid (fig. 9.13, 9.14). Întărirea şi restul procesului tehnologic sînt identice ca pentru turnarea la presiune normală. Piesele turnate în vid sînt de calitate mai bună, dar instalaţia de turnare este mai voluminoasă şi mai complicată.

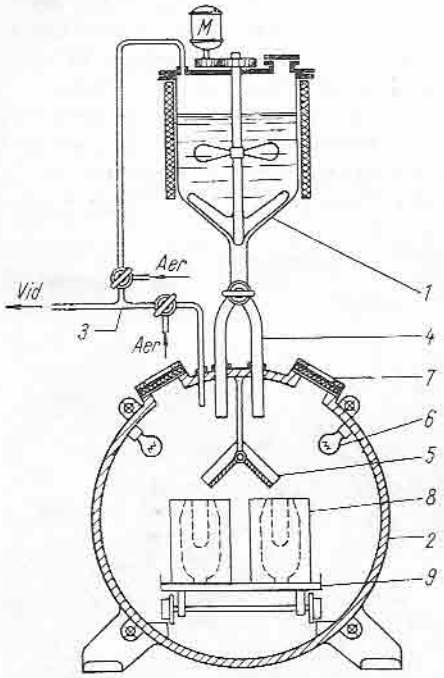


Fig. 9.13. Schema instalaţiei de turnare la presiuni foarte scăzute (în vid):

1 — amestecător de pastă în vid; *2* — cameră de turnare sub vid; *3* — tub de aspiraţie; *4* — introducerea pastei de turnare; *5* — ramificaţie de curgere în formă; *6* — bec pentru iluminat; *7* — vizor; *8* — forma; *9* — cărucior de transportat.

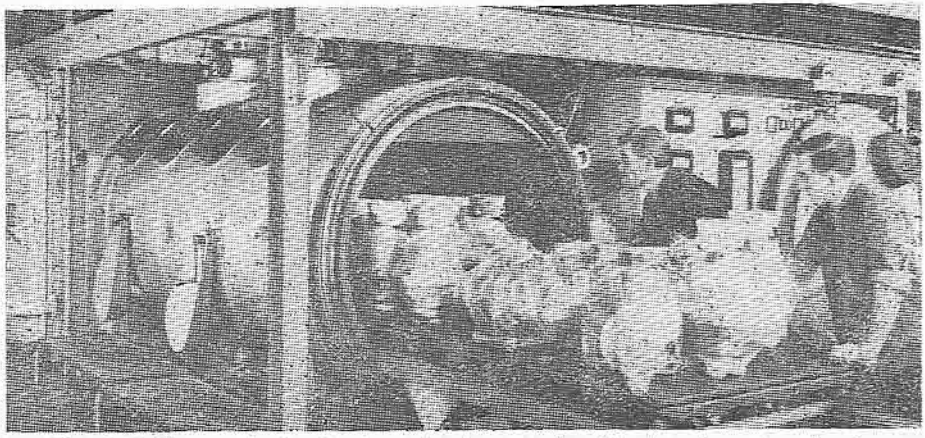


Fig. 9.14. Camera de turnătorie pentru turnarea în vid a transformatoarelor de măsură (Siemens & Halske).

După scoaterea pieselor, formele se returnează în circuit, unde se montează elementele funcționale ale unor noi transformatoare și procesul de înglobare se repetă din nou.

Calitatea pieselor depinde de respectarea tehnologiei prescrise, adică de pregătirea masei de înglobare, de menținerea corectă a temperaturii pastei, preîncălzirea, preîntărirea și întărirea finală și în cele din urmă răcirea lentă a pieselor. O temperatură mai mare a pastei reduce durata ei de viață, amestecul se întărește mai repede, nu umple forma bine și aerul antrenat cu pasta nu se poate ridica la suprafață. La o temperatură mai ridicată de întărire, timpul de întărire se reduce, dar crește contracția. O creștere nepermisă a temperaturii poate fi determinată, în special la piesele mari, de căldura de reacție. Diferența dintre temperatura internă și cea de la suprafața piesei poate determina apariția unor tensiuni interne nedorite și fisurarea piesei.

Deteriorarea piesei poate avea loc din cauza unor factori de dilatare termică diferți ai rășinii epoxidice, ca și a elementelor înglobate ale transformatorului. Cel mai mare pericol îl prezintă transformatoarele cu circuitele magnetice înglobate. Din aceste motive, unii furnizori înglobează în rășină epoxidică numai înfășurarea. Circuitele magnetice înglobate se elasticizează cu ajutorul cauciucului, pîslei sau prin alte metode. Această prevedere este necesară și pe motivul că presiunea rășinii asupra circuitului magnetic înrăutățește proprietățile materialului magnetic. Această presiune se manifestă defavorabil în special la tolele cu cristale orientate și la aliajele magnetice moi, care pot fi alterate complet de presiunea rășinii (curba 6 din fig. 9.4). Stratul elastic al carcasei din izolația principală trebuie să fie ecranat cu folii metalice sau să fie vopsit cu un strat semiconductor.

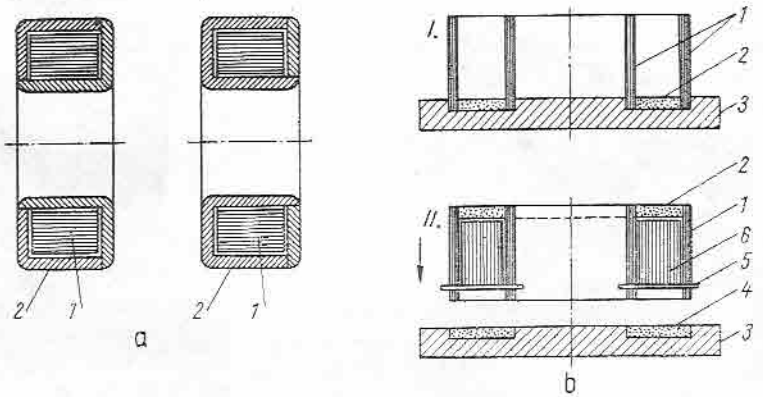


Fig. 9.15. Exemple de înglobare a circuitelor magnetice:
a — carcasa presată din masă plastică: *1* — miez; *2* — carcasă; *b* — carcasă realizată din pertinax și rășină epoxidică; *1* — tub de hîrtie bachelizată; *2, 4* — umplutură de rășină epoxidică; *3* — forma pentru turnarea părții frontale; *5* — bavură pentru prinderea miezului; *6* — miez. Prima operație este realizarea părții frontale, a doua operație este introducerea miezului și turnarea celei de-a doua părți frontale.

Exemple de realizare a carcaselor și înglobare a circuitelor magnetice sînt prezentate în fig. 9.15. Carcasele trebuie să fie realizate dintr-o masă plastică care la temperatura de întărire să nu se deterioreze. Nu se poate folosi PVC, care se moaie la temperatura de70—80°C. Carcasele se realizează din laminate poliesterice. Se mai poate folosi și silonul sau teflonul [9.32]. Înglobarea circuitelor magnetice din fig. 9.15, *b*

este realizată cu piese din pertinax, cele două capace fiind realizate dintr-un strat subțire de rășină epoxidică [9.46].

Formele pentru turnarea pieselor din rășină epoxidică sînt fie metalice (de fontă, oțel, metale ușoare), fie din rășină epoxidică. Formele metalice se realizează după model de lemn sau sînt sudate din tablă. Formele din rășină epoxidică se toarnă după model de lemn sau de metal (fig. 9.16). Materialul și felul formei depinde de numărul bucăților turnate, de forma, de complexitatea și precizia cerută piesei, cum și de calitatea suprafeței. Piesele realizate în forme metalice sînt de cea mai bună calitate, durabilitatea formelor fiind practic nelimitată, dar realizarea lor este foarte scumpă. Felul formei se alege astfel încît să fie de forma cea mai simplă posibilă, circulară, care se poate ușor prelucra la mașină (fig. 9.17).

La un număr mare de piese turnate pe schimb sînt avantajoase formele din rășini epoxidice, turnate în orice cantitate, după modelul metalic. Numărul de piese

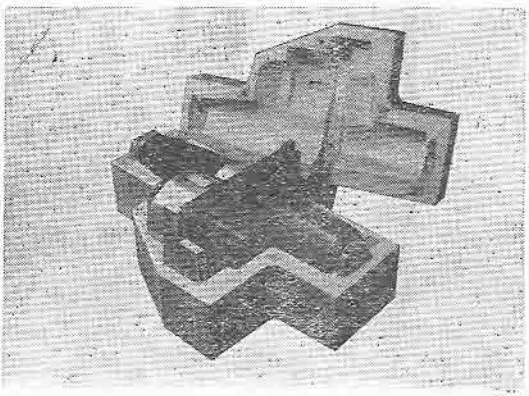


Fig. 9.16. Formă din rășină epoxidică pentru transformatorul de curent tip trecere vertical varianta S 225 (fig. 7.29, *b*) cu modelul de lemn; penele și miezul sînt metalice (EJF Brno).

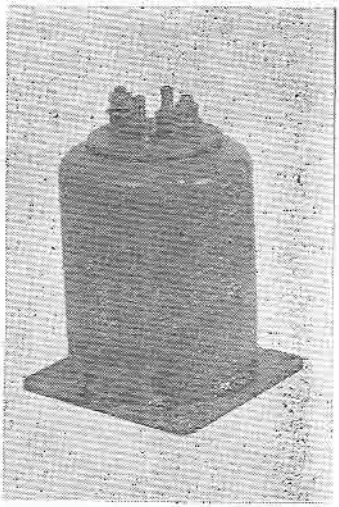


Fig. 9.17. Transformator de curent tip suport, înglobat în rășină epoxidică turnată, 6 kV (înglobarea s-a făcut în formă metalică) (ZGD Varșovia).

ce se pot realiza cu o formă epoxidică este limitat, dar aceste forme pot fi realizate din nou în orice cantitate. Pentru turnarea unor piese unicate, de exemplu, pentru dezvoltarea noilor transformatoare, se folosesc forme din rășini epoxidice turnate după modelele de lemn sau de tablă. Suprafața blocurilor realizate cu forme turnate

după modele de lemn este mai puțin perfectă. Din contră, blocurile realizate după modele din tablă sînt de bună calitate și egalează piesele realizate în modele metalice.

Formele pieselor se imaginează astfel ca pentru scopul propus să se realizeze cu tehnologii cît mai simple. Modelele, eventual formele, trebuie să aibă conicitatea cuvenită (1—3°). În continuare, trebuie să se țină seama de contracția care este de circa 0,2—1%. Diferențele de grosimi la pereții piesei nu trebuie să fie mari pentru a nu apărea tensiuni interne. Grosimea minimă a peretelui nu trebuie să fie mai mică decît 4 mm [9.34]. Suprafețele care închid forma trebuie sudate în partea de sus parțial sau total, deoarece pe ele se depun numeroase bule de gaze, care urcă prin materialul topit. Formele pregătite pentru turnare sînt fie cu suprafață liberă sau sînt parțial ori total închise.

Suprafața formei trebuie unsă cu un strat de separare, care să permită scoaterea piesei din formă; în acest scop se folosește vaselină siliconică, uleiul sau lacul. Cele mai raționale sînt lacurile siliconice combinate cu vaselină siliconică, deoarece stratul lăcuit se poate refolosi de multe ori, fără a fi necesară reînnoirea lui.

Șuruburile de împingere a blocului gata turnat sînt dispuse în locurile potrivite ale formei. Formele trebuie să fie perfect etanșe, pentru a se evita curgerea materialului lichid din ele, fapt care ar putea duce la deteriorarea piesei. Formele metalice, care au suprafețele șlefuite, nu trebuie, în general, etanșate. Formele epoxidice se etanșează cu cauciuc sau, mai bine, cu cauciuc siliconic.

Elementele circulare, în formă de tuburi, se pot realiza din rășină epoxidică prin turnare centrifugă [9.25]. Forma goală, fixată în lagăr, este învîrtită de motor prin intermediul unei cutii de viteze, cu reglaj continuu al turației, și este încălzită cu ajutorul arzătoarelor de gaze (fig. 9.18). Prin turnare centrifugă sînt realizate

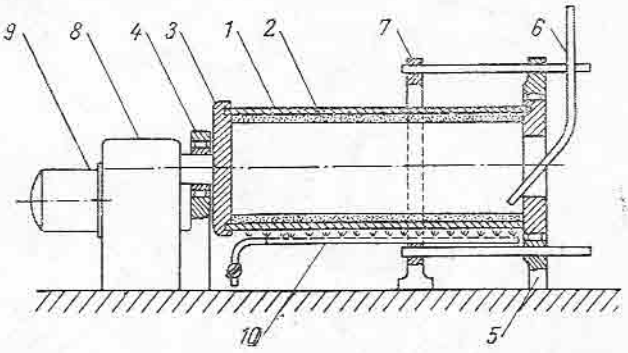


Fig. 9.18. Schema instalației pentru turnare centrifugă:
1 — forma; *2* — rășina epoxidică; *3* — partea frontală a formei; *4, 5* — lagăr; *6* — introducerea pastei; *7* — bridă (etrier n.f.); *8* — cutie de viteze cu reglaj continuu; *9* — motor; *10* — tuburile de gaze și arzătoarele.

carcasele transformatoarelor de măsură (v. fig. 7.60). Prin această metodă se pot executa și elemente componente de dimensiuni mari, cum ar fi, de exemplu, pentru generatoarele de impuls [7.25].

9.4.1. Turnarea

La transformatoarele de măsură se înglobează în rășină epoxidică fie numai unele elemente, de obicei înfășurările, sau este înglobat transformatorul întreg. Tehnologia de înglobare parțială este, de obicei, mai puțin pretențioasă. Elementele transformatoarelor se înglobează printr-o singură turnare, într-o singură operație, sau consecutiv, în cîteva operații.

Într-o singură operație se înglobează transformatoarele de curent, indiferent dacă se înglobează parțial sau tot transformatorul. Această metodă de realizare impune o pregătire perfectă a masei topite (în vid), respectarea riguroasă a procesului tehnologic (a temperaturilor de solidificare), iar turnarea (înglobarea) se face cel mai bine sub vid. Elementele de înglobat sînt fixate în forme cu ajutorul suporturilor și al penelor anterior turnate din rășină epoxidică (fig. 9.19).

Înglobarea consecutivă este tehnologic mai ușoară și permite controlul calitativ al pieselor preînglobate separat. În acest caz apare însă pericolul neaderării straturilor. Din acest motiv trebuie ca piesele preînglobate să fie curate, degresate și cu suprafața striată prin sablare. Sablarea se realizează cu nisip mineral curat. Un exemplu de transformator de curent, a cărui înglobare s-a făcut în două operații, este prezent în (fig. 9.20). Circuitul magnetic în formă de toroid este introdus, pentru prima operație de preînglobare, împreună cu înfășurarea secundară bobinată. Ansamblul preînglobat formează izolația principală dintre înfășurarea primară și secundară și poate fi încercat înainte de a trece la alte operații de prelucrare. După sablarea suprafeței în zona de bobinare a înfășurării primare, ansamblul preînglobat se vopsește cu un strat semiconductor. Ansamblul preînglobat pregătit în acest fel se introduce, împreună cu înfășurarea primară, în formă pentru înglobarea finală (fig. 9.21). În acest fel se pot îngloba transformatoare de curent și la presiunea atmosferică normală (v. fig. 7.27) [9.39].

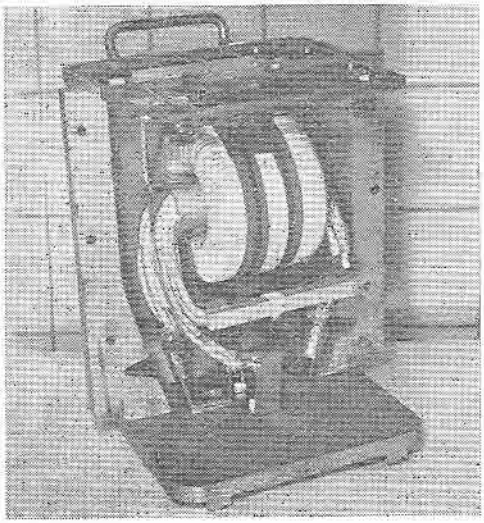


Fig. 9.19. Elementele funcționale ale transformatorului de curent tip suport, pregătite pentru înglobarea dintr-o singură operație, fixat într-o jumătate de formă metalică (EJF Brno).

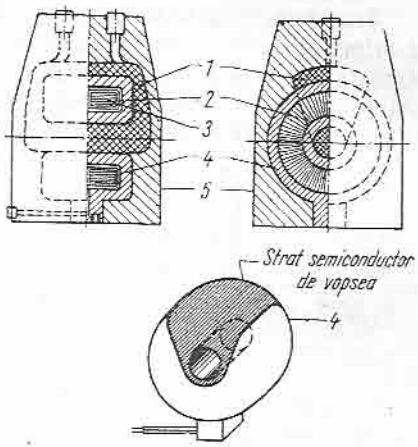


Fig. 9.20. Secțiune prin transformatorul de curent, tip suport, a cărui înglobare în rășină epoxidică s-a făcut în două operații:

1 — înfășurarea primară; *2* — înfășurarea secundară; *3* — circuitul magnetic; *4* — element preînglobat având un strat semiconductor; *5* — înglobarea finală.

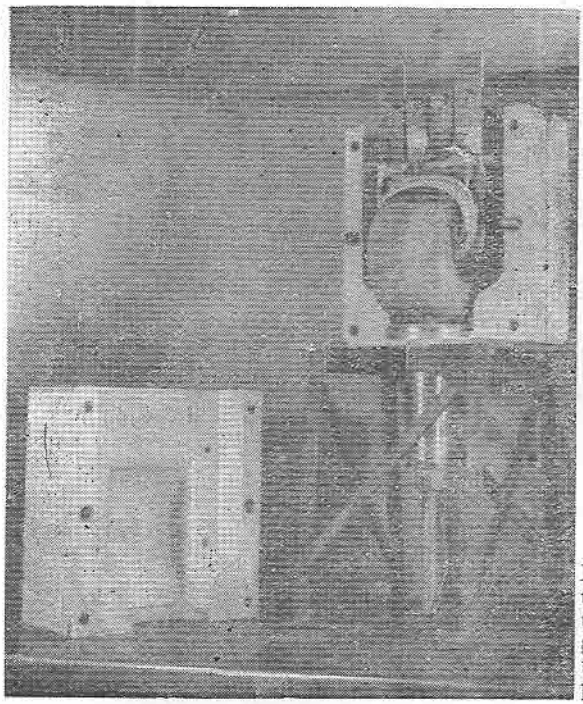


Fig. 9.21. Elementele funcționale ale transformatorului de curent de tip exterior (fig. 7.46) — elementul preînglobat și înfășurarea primară comutabilă se află în forma epoxidică pentru înglobare finală (EJF Brno).

Transformatoarele de tensiune se înglobează întotdeauna prin operații succesive, în prima operație se impregnează înfășurarea cu rășină epoxidică. În fig. 9.22 este prezentat procedeul de înglobare a înfășurării transformatorului de tensiune, cu izolație plină, cu circuit magnetic neînglobat (fig. 9.2) [9.42 și 7.18]. Pe tubul de hîrtie bachelizată se bobinează înfășurarea secundară. Înfășurarea secundară se introduce în formă și se toarnă izolația principală în forma unei carcase de bobină. În operația următoare se bobinează pe carcasă două bobine ale înfășurării primare și se impregnează cu rășină epoxidică. Înfășurările impregnate împreună cu elementul preînglobat se introduc în forma pentru înglobarea finală. Circuitul magnetic al acestui transformator nu este înglobat și se introduce cu ocazia montajului în ele-

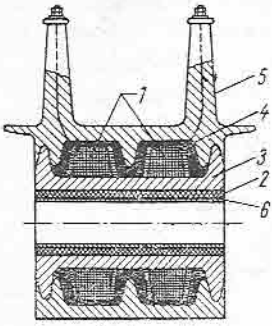


Fig. 9.22. Secțiune prin înfășurările transformatorului de tensiune, cu izolație plină, înglobate în rășină epoxidică prin operații succesive:
1 — bobinele înfășurării primare; *2* — înfășurarea secundară; *3* — izolația principală; *4* — impregnarea înfășurării primare; *5* — înglobarea finală; *6* — tub de hîrtie bachelizată (Oerlikon).

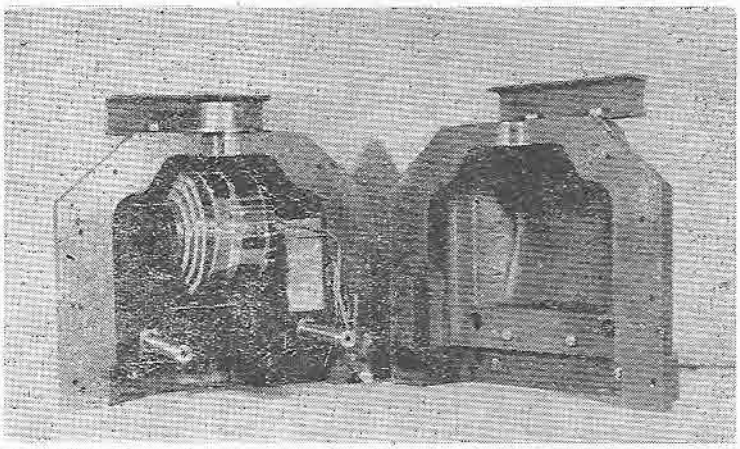


Fig. 9.23. Elementele funcționale ale transformatorului de tensiune, monofazat. Înfășurarea impregnată și circuitul magnetic elasticizat sînt introduse în forma din rășină epoxidică pentru înglobarea în rășină epoxidică (EJF Brno).

mentul gata înglobat. Unii furnizori protejează circuitul magnetic printr-o înglobare suplimentară cu rășină expoxidică [7.40].

În fig. 9.23 este prezentat transformatorul de tensiune monofazat, înglobat prin două operații. O secțiune prin acest transformator este prezentată în fig. 7.40.

În prima operație se impregnează înfășurările primare și secundare cu rășină fără umplutură (fig. 9.25). Apoi ambele bobine se introduc pe miezul circuitului magnetic. După introducerea tolelor, circuitul magnetic se acoperă cu un strat de elasticizare, iar suprafața acestuia, în zona în care cîmpul electric este puternic, se vopsește cu cu un strat semiconductor. Transformatorul realizat în această fază se introduce în formă, pentru înglobarea finală.

Conform nivelului actual al tehnologiei, transformatoarele de măsură cu izolația într-o singură treaptă, înglobate în rășină expoxidică, se realizează pentru tensiuni pînă la 60 kV. Pentru tensiuni superioare, blocul izolant rezultat are dimensiuni mari, iar în timpul întăririi apare o cantitate mare de căldură de reacție și tensiuni interne care pot determina deteriorarea lui. Prețul blocului izolant realizat este mare, iar în caz de defect pierderile sînt mari. Repartiția tensiunii în izolația principală se poate face în cazul blocurilor epoxidice doar grosier. Folosirea rășinii epoxidice la transformatoarele de exterior (pentru tensiune foarte înaltă) impune o protecție specială a suprafețelor împotriva vîntului și a radiațiilor solare.

9.4.2. Impregnarea înfășurărilor

Pentru impregnarea înfășurărilor se folosește rășina epoxidică cu viscozitate mică, care după încălzirea la temperatura prescrisă și amestecarea cu întăritorul respectiv este foarte fluidă și prezintă o bună penetrație. Rășina umple fără excepție toate spațiile dintre conductoare, străbate perfect printre fibrele izolației conductoarelor (prin bumbac, mătase, hîrtie etc.), cum și printre garniturile intermediare din hîrtie de celuloză sau carton. Bobina rigidizată formează un corp monolit, în care spirele separate sînt dispuse în masa de rășină și încheiate cu garniturile intermediare într-un singur tot mecanic rigid și rezistent la vibrații (fig. 9.24).

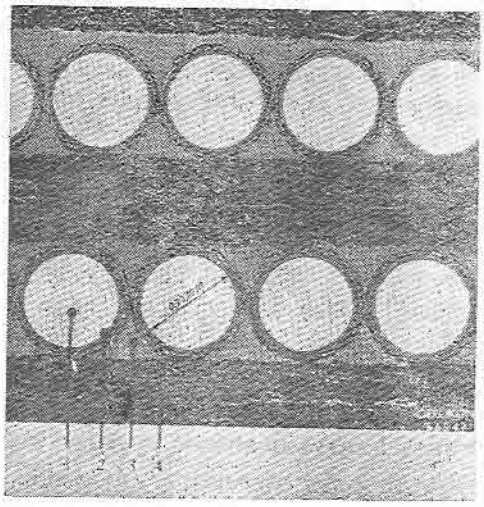


Fig. 9.24. Secțiune prin înfășurarea transformatorului de tensiune impregnată cu rășină epoxidică Orlit:

1 — conductor de 0,22 mm; *2* — izolația conductorului — email și mătase; *3* — rășină epoxidică; *4* — garnituri din preșpan (mărit de 58 ori) (Oerlikon).

Înfăşurarea se impregnează cu răşină epoxidică numai în vid, ceea ce asigură o pătrundere perfectă chiar în cazul înfăşurărilor foarte voluminoase. În comparaţie cu lacurile de impregnare, răşina are avantajul că nu conţine material care se topeşte. Pentru impregnare se foloseşte Epoxy 110, iar pentru cazuri mai puţin pretenţioase Epoxy 2400. Monomerul acestor două răşini este un lichid dens, siropos, transparent, de culoare brună. Întăritorul F3 este un praf alb sau cenuşiu. Înainte de prelucrare, monomerul şi întăritorul se încălzesc la temperatura de 95—100°C. Răşina de impregnare se foloseşte fără material de umplutură şi trebuie să aibă viscozitate mică, iar pasta de înglobare trebuie să aibă o viaţă lungă. Pasta de înglobare Epoxy 2000, cu întăritorul F1, are viscozitatea de 100 cP (centipoise) la temperatura de 125°C şi durata de viaţă pentru turnare de circa 28 min. Viscozitatea răşinii de impregnare Epoxy 110, cu întăritorul F3, este de 12 cP, la aceeaşi temperatură, iar durata de viaţă pentru turnare, de 180 min. Timpul de întărire al răşinilor de impregnare este mult mai mare decît al răşinilor de turnare şi este de circa 17 ore la temperatura de 140°C. Întrucît durata de viaţă pentru turnare este mare şi viscozitatea răşinii este mică trebuie ca bobina impregnată să fie lăsată în formă tot timpul cît durează procesul de rigidizare pentru ca pasta turnată să nu curgă. Impregnarea în forme speciale, pentru fiecare bobină, este foarte costisitoare, mai ales pentru producţia de serie. După înglobarea bobinei în răşină epoxidică apar factori de dilatare termică diferiţi şi tensiuni interne mari, care pot fi cauzele fisurării blocului epoxidic. Suprafaţa bobinei, murdărită de mediul de separare, trebuie să fie curăţată perfect înainte de a fi continuată prelucrarea ei.

În fig. 9.25 este prezentat procesul de impregnare fără formă [9.47]. Bobina cu înfăşurarea stratificată este împărţită în două sau mai multe trepte. Izolaţia de carton sau de hîrtie este mai lungă decît înfăşurarea. Fiecare treaptă are carcasa sa făcută din prespan, care şi el este tăiat mai lung decît izolaţia. Înainte de impregnare se închide mai întîi una din părţile frontale ale bobinei, prin turnarea răşinii de umplere, după rigidizarea căreia în ansamblul, format din tubul interior, partea frontală, şi carcasa bobinei, se poate turna răşina. Răşina de umplere aplicată la cel de-al doilea capăt frontal este foarte densă şi pătrunde numai spre marginile izolaţiei exterioare. Impregnarea se face în vid. Bobina perfect uscată şi preîncălzită se introduce în vasul de tablă, care serveşte pentru colectarea răşinii scurse şi se introduce în camera de vid. După obţinerea vidului prescris (mai mic decît 10 torr), bobina se scoate un anumit timp, după care se scufundă în amestecul încălzit format din răşină de impregnare şi întăritor. După ce vidul scade, bobina se lasă scufundată în vasul cu răşină cel puţin 10 min şi apoi este dusă în cuptorul de întărire. Întărirea bobinei nu trebuie să se facă complet, deoarece această întărire se desăvîrşeşte în timpul operaţiilor ulterioare.

Reprezentarea schematică a instalației simple de impregnare, cu clopot de sticlă, este dată în fig. 9.25, *b*. La această instalație, controlul întregului proces de impregnare este foarte simplu.

În cazul vidului înalt, elementele fluide pot determina înspumarea rășinii. Din această cauză, pentru prelucrarea în vid, se folosește numai rășină epoxidică rezistentă la vid.

În timpul întăririi rășinii de impregnare nu trebuie depășită temperatura stabilită pentru întărire, deoarece datorită contracțiilor mari s-ar putea deteriora stratul de impregnare, eventual izolația conductoarelor.

În S.U.A., la execuția înfășurărilor transformatoarelor ce urmează a fi înglobate în rășină epoxidică turnată, se folosește drept izolație între straturi rășina poliesterică, sub formă de folii, denumită Melinex. Bobina astfel realizată se introduce în forma pentru înglobarea finală. Forma pregătită din timp se introduce în camera de vid, unde după scoaterea aerului și încălzirea la temperatura de 130°C are loc înglobarea finală în rășină epoxidică turnată. Foliile de poliester sînt plastice la temperatura de turnare și umplu perfect spațiile dintre conductoare și straturi. Dezavantajul acestei metode constă în prețul ridicat al foliilor de poliester [7.21]. Prin impregnarea foliei de poliester Melinex se obține o izolație cu proprietăți excepționale.

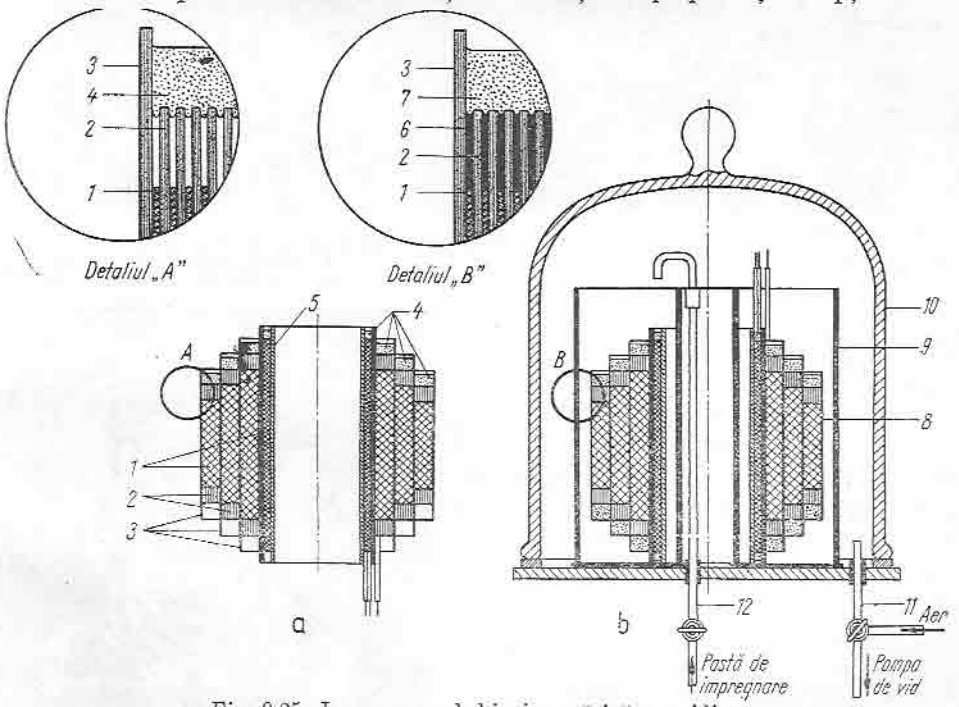


Fig. 9.25. Impregnarea bobinei cu rășină epoxidică:

a — bobina cu strat protector, *A* partea mărită; *1* — înfășurarea primară și secundară; *2* — izolație; *3* — carcasa unei trepte a bobinei; *4*, *7* — strat protector; *5* — tub din hîrtie bachelizată; *6* — rășină de impregnare; *b* — impregnarea în vid sub clopot de sticlă; *8* — bobină; *9* — vas din tablă; *10* — clopot de sticlă; *11* — tub de aspirație; *12* — introducerea pastei de impregnare.

9.5. Tehnologia transformatoarelor de măsură în ulei pentru tensiuni foarte înalte

Noile construcţii de transformatoare de măsură în ulei pentru tensiuni foarte înalte sînt realizate cu izolaţia exterioară înfăşurată, în care straturile subţiri de hîrtie din celuloză alternează cu straturile subţiri de ulei (fig. 9.26 şi 9.27).

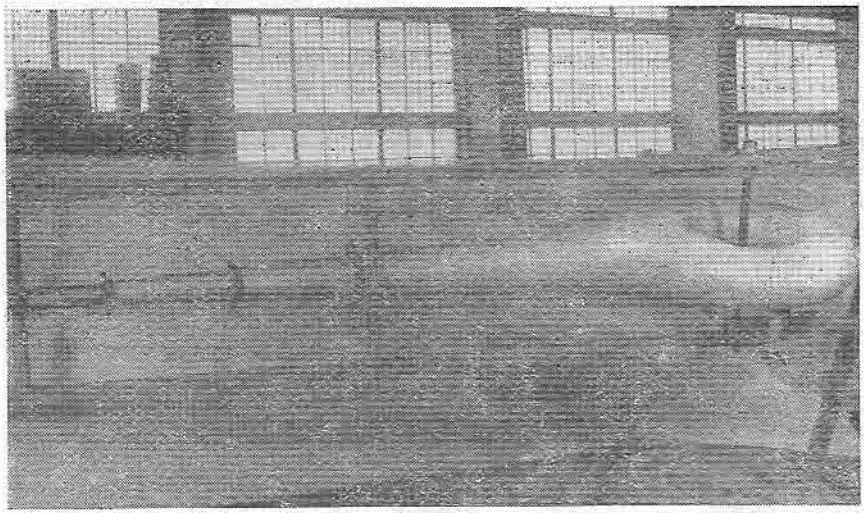


Fig. 9.26. Bucla înfăşurării primare bobinată cu hîrtie de celuloză. Transformator de curent, cu ulei puţin, varianta MONA 220, 220 kV (EJF Brno — ŠKODA Plzeň).

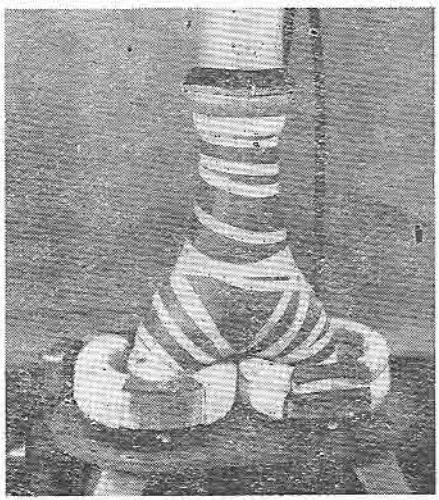


Fig. 9.27. Transformatorul de curent, cu ulei puţin, varianta MONA 110; 110 kV. Bucla primară cu izolaţie din hîrtie de celuloză şi miezurile cu înfăşurările secundare (EJF Brno — ŠKODA Plzeň).

Hîrtia de celuloză impregnată cu ulei de transformator are proprietăți dielectrice excelente. De asemenea, rigiditatea dielectrică a uleiului este foarte bună, în special cînd este în straturi subțiri. Rigiditatea dielectrică a acestei combinații de izolație din hîrtie și ulei este invers proporțională cu grosimea hîrtiei, de aceea grosimea izolației principale se obține prin înfășurarea mai multor straturi subțiri de hîrtie. Pentru repartiția uniformă a tensiunii în izolația principală și la suprafața izolației se introduc în izolația înfășurată armături de condensator realizate din foili de aluminiu sau vopsea de grafit (v. fig. 4.4 și 4.9).

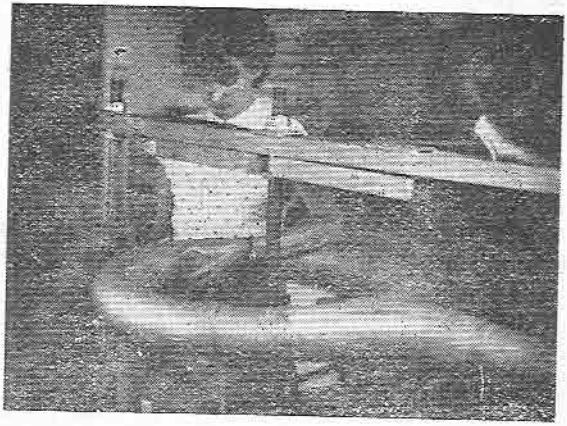


Fig. 9.28. Înfășurarea manuală a hîrtiei de celuloză pe bucla înfășurării primare. Transformator de curent, cu ulei puțin, varianta MONA 220, 220 kV (EJF Brno-Škoda Plzeň).

Bobinarea manuală a izolației înfășurate este foarte laborioasă, mai ales la transformatoarele pentru tensiuni superioare (fig. 9.28) și de aceea se folosesc diferite instalații de mecanizare, care accelerează și ușurează mult această muncă [9.21]. Pentru creșterea productivității la înfășurarea manuală a benzii, hîrtia se pune în două sau în trei.

O operație tehnologică importantă și necesară pentru producerea transformatoarelor cu ulei de tensiune foarte înaltă este uscarea și umplerea cu ulei (fig. 9.29) [7.30]. După montaj, transformatorul se preusucă mai întîi într-un curent de aer, în cuptor, la temperatura de 80°C, timp de 24—48 h. Apoi se termină ultima operație (strîngerea, încuvarea etc.), se introduce izolatorul de porțelan și se continuă cîteva zile uscarea în cuptor. Uscarea în continuare are loc în vid, pînă cînd se stabilizează valorile unghiului de pierderi și a rezistenței de izolație. Apoi transformatorul se umple cu ulei și se lasă în vid încă 48—72 h.

Starea uscării și a impregnării se controlează de-a lungul întregului proces de fabricație prin măsurarea pierderilor dielectrice tgδ, a rezistenței de izolație și a capacității. Măsurarea se face fie la o tensiune mică (12 V) și frecvență superioară (circa 1 kHz), fie la tensiune superioară (cîțiva kilovolți). Circuitele de măsură sînt scoase din cuvele de impregnare prin izolatoare de trecere etanșe la vid.

Măsurări multiple [9.22 şi 9.23] au stabilit că uscarea cea mai perfectă a izolaţiei transformatorului de măsură se realizează cel mai uşor la temperaturi relativ joase şi vid înalt decît invers (fig. 9.30).

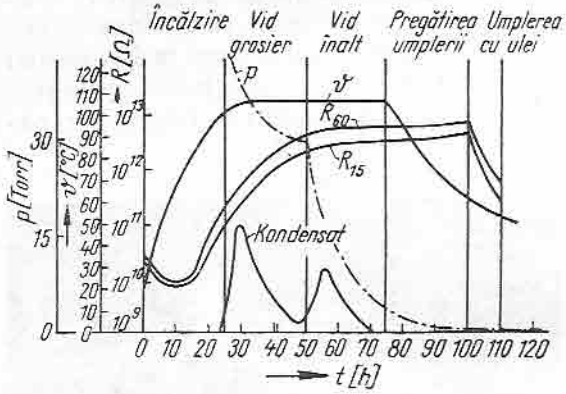


Fig. 9.29. Caracteristica de uscare şi impregnarea cu ulei a transformatorului de curent de 110 kV (ZGD Varşovia).

În fabricaţie curentă se foloseşte un vid de aproximativ 10^{-1} torr. Nu se recomandă temperaturi de uscare şi impregnare mai mari de 90—100°C, deoarece apa din hîrtie

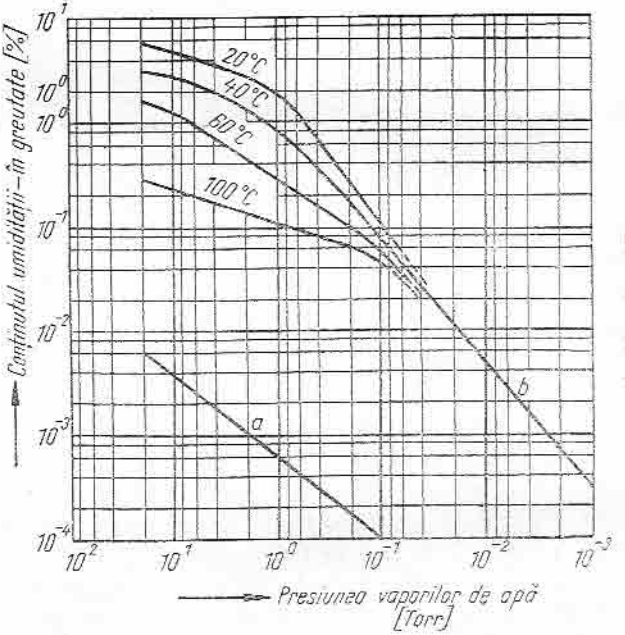


Fig. 9.30. Umiditatea minimă funcţie de presiune şi temperatură:
a — ulei de transformator; *b* — hîrtie de celuloză (conform Oetjena) [9.22 şi 9.23].

este eliberată, provocîndu-se prin aceasta deteriorarea structurii acesteia. De aceea, astăzi, cea mai avantajoasă uscare se realizează la temperaturi de 80—90°C, timp îndelungat.

10 Calculul și alegerea transformatoarelor

A. Calcule comune

10.1. Calculul elementelor din schema echivalentă

Rezistența înfășurării se calculează cu relația de bază

$$R_\nu = \rho_\nu \frac{l_\nu}{S_{c\nu}} \ (\nu = 1,2) \ [\Omega;\ \Omega mm^2/m,\ m,\ mm^2], \tag{10.1}$$

unde: $\rho_\nu = 1/56\ \Omega mm^2/m$ pentru înfășurarea de cupru și $\rho_\nu = 1/34\ \Omega mm^2/m$ pentru înfășurarea de aluminiu (ambele la temperatura de 20°C); $S_{c\nu}$ este secțiunea conductorului (a fasciculului de conductoare în paralel). Lungimea conductorului l_ν se determină după tipul de înfășurare. Pentru o înfășurare primară avînd formă de buclă sau deschisă (de exemplu fig. 4.4; 4.9; 5.3, *d* și *e*; 5.9, *b* și *c* și 5.12), lungimea se măsoară după desen; pentru o înfășurare bobinată pe miez este valabilă relația

$$l_\nu = N_\nu\, O_{m\nu} \ (\nu = 1,2) \ [m]. \tag{10.2}$$

Pentru înfășurarea secundară executată pe miez toroidal (fig. 10.1, *a*), lungimea medie este

$$O_{m2} \approx 2\,(a + h) + \pi\, b_2 \ [m], \tag{10.3}$$

iar pentru înfăşurarea cilindrică de o secţiune oarecare ea este, conform teorici Guldin,

$$O_{m\nu} = \pi D_{t\nu} \ (\nu = 1,2) \quad [\text{m}], \tag{10.4}$$

unde $D_{t\nu}$, este diametrul cercului descris de centrul de greutate al secţiunii geometrice a înfăşurării.

Înfăşurarea cu secţiune dreptunghiulară (fig. 10.1, *b*) are lungimea medie

$$O_{m\nu} = \frac{\pi}{2}(D_i + D_e)_\nu \quad (\nu = 1,2) \quad [\text{m}], \tag{10.5}$$

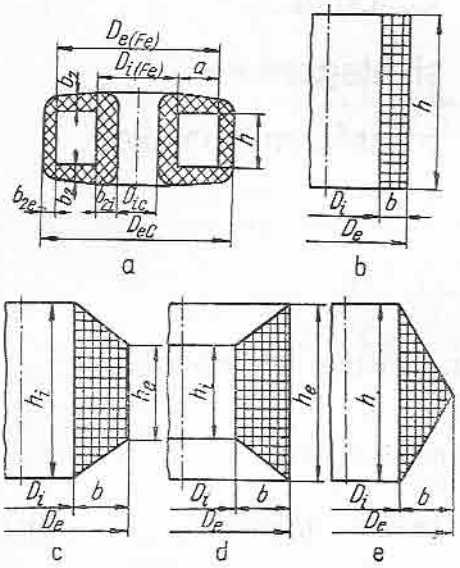


Fig. 10.1. Lugimea medie O_m a înfăşurării secundare:

a — executată pe miez toroidal; *b* — cilindrice cu secţiunea dreptunghiulară; *c*, *d* — cilindrice cu secţiunea trapezoidală; *e* — cilindrice cu secţiunea triunghiulară.

iar pentru înfăşurarea cu secţiune trapezoidală (fig. 10.1, c; $h_i > h_e$), lungimea medie este

$$O_{m\nu} = \frac{\pi}{h_i + h_e}\left[D_i\left(\frac{2}{3}h_i + \frac{1}{3}h_e\right) + D_e\left(\frac{1}{3}h_i + \frac{2}{3}h_e\right)\right]_\nu \ (\nu = 1,2) \ [\text{m}], \tag{10.6}$$

sau (fig. 10.1, d; $h_i < h_e$)

$$O_{m\nu} = \frac{\pi}{h_i + h_e}\left[D_i\left(\frac{1}{3}h_i + \frac{2}{3}h_e\right) + D_e\left(\frac{2}{3}h_i + \frac{1}{3}h_e\right)\right]_\nu \ (\nu = 1,2) \ [\text{m}]. \tag{10.7}$$

Pentru înfăşurarea de secţiune triunghiulară (sau aproximativ trapezoidală, unde $h_e \ll_i h$ (fig. 10.1, e), lungimea medie este

$$O_{m\nu} = \frac{\pi}{2}\left(\frac{2}{3}D_i + \frac{1}{3}D_e\right)_\nu \ (\nu = 1,2) \quad [\text{m}]. \tag{10.8}$$

Dacă pierderile suplimentare în înfășurare nu sînt neglijabile, atunci rezistența înfășurării, calculată după relațiile (10.1) — (10.8), trebuie mărită cu coeficientul de pierderi suplimentare k_s (v. cap. 6), a cărui valoare se calculează după procedeul utilizat la transformatoarele de putere [10.1], sau se stabilește experimental, pe baza măsurărilor executate pe model sau prototip (cum este cazul la înfășurările primare ale transformatoarelor de curent din cablu flexibil). De obicei, pierderile suplimentare în înfășurările secundare ale transformatoarelor de curent și de tensiune bobinate din conductor profil de secțiune mare, precum și în înfășurările primare ale transformatoarelor de curent realizate din cablu (flexibil) sau din fascicul de cabluri flexibile de secțiune mare nu sînt neglijabile. Pentru înfășurările secundare ale transformatoarelor de curent realizate din sîrmă de secțiune rotundă, în special la 1 A, pierderile suplimentare nu se iau în considerare în calculul rezistenței înfășurării. O atenție sporită trebuie acordată pierderilor suplimentare ce apar în înfășurările transformatoarelor de curent ce lucrează la frecvențe superioare (v. subcap. 8.5).

Relația generală pentru reactanța de scăpări este

$$X_\sigma = 2\pi f\, \mu_0 N^2 \frac{S_\sigma}{l_\sigma} = 7{,}9 \cdot 10^{-6}\, f N^2 \frac{S_\sigma}{l_\sigma}\ [\Omega;\ \text{Hz},\ \text{m}^2,\ \text{m}], \tag{10.9}$$

unde S_σ este suprafața prin care trece fluxul de scăpări, iar l_σ este lungimea echivalentă a liniei de cîmp de scăpări. Reactanța de scăpări a bobinei realizate din două înfășurări cilindrice, coaxiale, de lungimi egale, și cu secțiune dreptunghiulară (fig. 10.2, *a*), se determină după relația

$$X_\sigma = 7{,}9 \cdot 10^{-6}\, f N^2\, O_m \frac{\delta_r}{l_\sigma}\ [\Omega;\ \text{Hz},\ \text{m}], \tag{10.10}$$

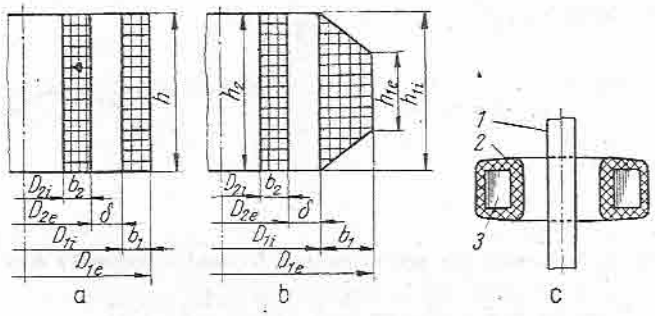


Fig. 10.2. Reprezentări schematice pentru calcularea reactanței de scăpări:

a — a înfășurărilor coaxiale cilindrice de secțiune dreptunghiulară; *b* — a înfășurărilor cilindrice coaxiale, din care una este de secțiune dreptunghiulară și cealaltă trapezoidală; *c* — a conductorului primar ce trece prin miezul toroidal, pe care se află înfășurarea secundară.

în care lungimea echivalentă a liniei de cîmp de scăpări este

$$l_\sigma = \frac{h}{K_R}\ [\text{m}], \tag{10.11}$$

unde h este lungimea axială a înfășurării, iar

$$K_R = 1 - \frac{D_{1e} - D_{2i}}{2\pi h} \tag{10.12}$$

este factorul Rogowský (fig. 10.3). Canalul echivalent dintre înfășurări este (fig. 10.2, *a*)

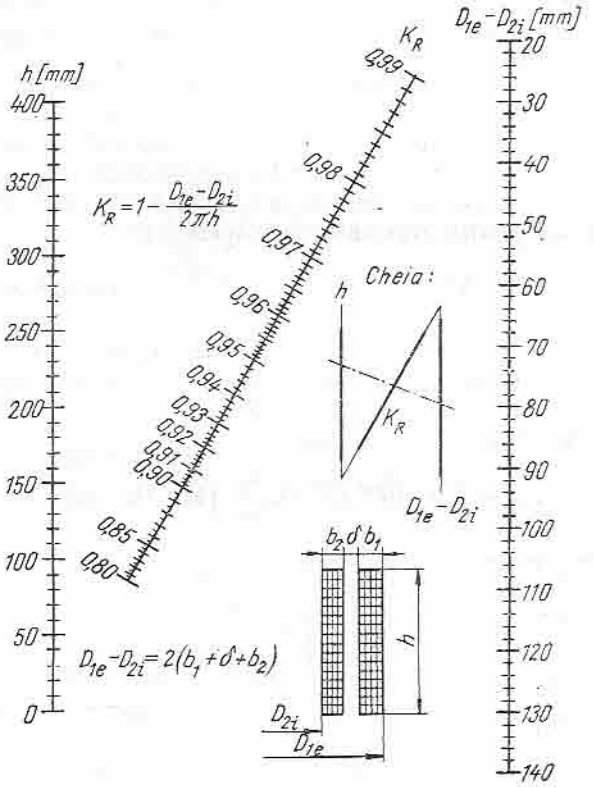


Fig. 10.3. Nomograma pentru calculul factorului Rogowsky K_R.

$$\delta_r = b_{r1} + \delta + b_{r2} = \frac{1}{3} b_1 + \delta + \frac{1}{3} b_2 \text{ [m]}, \tag{10.13}$$

iar $b_{r\nu} = \frac{1}{3} b_\nu$ ($\nu = 1,2$) reprezintă lățimea echivalentă a înfășurării ν, de secțiune dreptunghiulară. Lungimea medie a canalului de scăpări este dată de relația

$$O_m = \frac{\pi}{2}(D_{2e} - 2b_{r2} + D_{1i} + 2b_{r1}) = \frac{\pi}{2}\left(D_{2e} - \frac{2}{3} b_2 + D_{1i} + \frac{2}{3} b_1\right) \text{ [m]}. \tag{10.14}$$

Pentru lățimea echivalentă a înfășurării de secțiune trapezoidală (fig. 10.2, *b*), Chladek a stabilit relația [10.2], [S2]

$$b_{r1} = \frac{b_1}{3}\left(1 - 0{,}5\,\frac{h_{1i} - h_{1e}}{h_{1i} + h_{1e}}\right) \text{ [m]}; \tag{10.15}$$

iar relația (10.9) se modifică astfel

$$X_\sigma = 7{,}9 \cdot 10^{-6} f N^2 O_m \left(\frac{b_{r2}}{h_2} + \frac{\delta}{h_2} + \frac{b_{r1}}{h_1'}\right) [\Omega;\ \text{Hz};\ \text{m}], \tag{10.16}$$

în care

$$h_1' = \frac{3}{4} h_{1i} + \frac{1}{4} h_{1e}. \tag{10.17}$$

Alte relații pentru calculul lățimii echivalente a înfășurării se găsesc în [S2].

Stabilirea direct prin calcul a reactanței de scăpări a înfășurării primare, care trece prin miezul toroidal, și a înfășurării secundare, care este bobinată prin acest miez (fig. 10.2, *c*), este foarte greoaie și neprecisă [K3]. Din acest motiv se recomandă

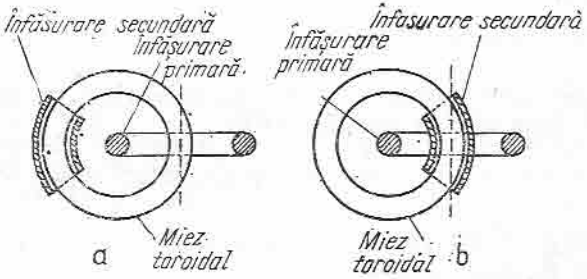


Fig. 10.4. Bucla înfășurării primare ce trece prin miezul toroidal, pe care înfășurarea secundară este repartizată numai pe o porțiune din toroid:

a — repartiția cu reactanță de dispersie secundară maximă; *b* — cu reactanță de dispersie minimă [K3].

determinarea ei prin măsurare pe modelul funcțional sau pe prototip. Dacă miezul toroidal este înfășurat numai pe o parte a circumferinței, reactanța de scăpări depinde și de poziția reciprocă a buclei primare și a părții înfășurate de pe nivelul toroidal (fig. 10.4, *a* și *b* și 3.27).

Reactanța de magnetizare a miezului se calculează după relația [10.3]

$$X_{0cj} = 4{,}44 f N^2 \mu_\mu \frac{S_{cj}}{l_{cj}} \ [\Omega;\ \text{Hz},\ \text{H/m},\ \text{m}^2,\ \text{m}], \tag{10.18}$$

rezistența echivalentă este

$$R_{0c} = 4{,}44 f N^2 \mu_w \frac{S_{cj}}{l_{cj}} \ [\Omega;\ \text{Hz},\ \text{H/m},\ \text{m}^2,\ \text{m}], \tag{10.19}$$

sau, după înlocuirea lui μ_μ și μ_w din relația (3.35), relațiile (10.18) și (10.19) vor deveni

$$X_{0cj} = \frac{(4{,}44 f B_{max} N)^2}{\gamma_{Fe} p_\mu} \cdot \frac{S_{cj}}{l_{cj}} [\Omega;\ \text{Hz},\ \text{T},\ \text{kg/m}^3,\ \text{VA/kg},\ \text{m}^2,\ \text{m}]; \tag{10.18,a}$$

$$R_{0cj} = \frac{(4{,}44 f B_{max} N)^2}{\gamma_{Fe}\ p_w} \cdot \frac{S_{cj}}{l_{cj}} [\Omega;\ \text{Hz},\ \text{T},\ \text{kg/m}^3,\ \text{W/kg},\ \text{m}^2,\ \text{m}]. \tag{10.19,a}$$

Impedanța de magnetizare se calculează cu ajutorul relațiilor:

$$|Z_{0cj}| = 4{,}44\ f N^2 \mu_t \frac{S_{cj}}{l_{cj}}\ ;\ \operatorname{tg}\beta_0 = \frac{p_\mu}{p_w} [\Omega;\ \text{Hz},\ \text{H/m},\ \text{m}^2,\ \text{m}], \tag{10.20}$$

sau

$$|Z_{0cj}| = \frac{(4{,}44\, f B_{max} N)^2}{\gamma_{Fe}\, p_0} \cdot \frac{S_{cj}}{l_{cj}} \quad [\Omega;\ \text{Hz, T, Kg/m}^3\text{, VA/kg, m}^2\text{, m}] \qquad (10.20,a)$$

şi admitanţa de magnetizare cu relaţiile:

$$|Y_{0cj}| = \frac{l_{cj}}{4{,}44\, f N^2 \mu_t\, S_{cj}} \quad [\text{S; m, Hz, H/m, m}^2], \qquad (10.21)$$

sau

$$|Y_{0cj}| = \frac{\gamma_{Fe}\, p_0\, l_{cj}}{(4{,}44\, f B_{max} N)^2 S_{cj}} \quad [\text{S; Kg/m}^3\text{, VA/kg, m, Hz, T, m}^2]. \qquad (10.21,a)$$

Pentru admitanţa de magnetizare $|Y_{0j}|$ a transformatorului de tensiune cu miez tip bară este valabilă relaţia

$$|Y_{0j}| = \frac{l'_j}{2\pi f \mu_0 N^2 S_c} = \frac{l'_j}{7{,}9 \cdot 10^{-6} f N^2 S_c} \quad [\text{S; m, Hz, H/m, m}^2], \qquad (10.22)$$

unde S_c este secţiunea activă a miezului tip bară, iar lungimea echivalentă a liniilor de forţă din aer este (fig. 10.5)

$$l'_j = \frac{0{,}44\ D^2}{D_i\, k_1\, k_2} \quad [\text{m}]. \qquad (10.23)$$

Relaţia 10.23 este valabilă pentru $h/D \geqslant 5$; pentru $l_c > h$, conform relaţiei stabilită de Küchler [10.4],

$$k_1 = 1 + 0{,}1\frac{h}{D} + 0{,}6\frac{l_c - h}{D}, \qquad (10.24)$$

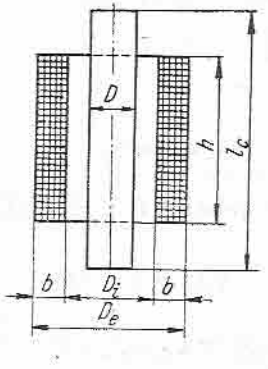


Fig. 10.5. Dispunerea înfăşurării şi a miezului tip bară pentru calculul admitanţei de magnetizare $|Y_{0j}|$ [10.4].

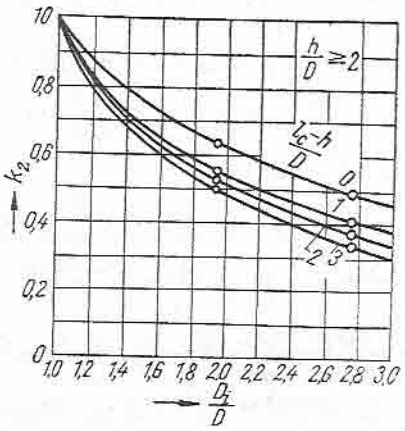


Fig. 10.6. Factorul k_2 din relaţia (10.23), în funcţie de D_i/D şi $(l_c - h)/D$.

iar k_2 se ia din fig. 10.6. Este de la sine înțeles că l'_j scade o dată cu creșterea dimensiunilor, adică cu mărimea nivelului de izolație.

Reactanțele, impedanțele și admitanțele calculate după relațiile (10.9) — (10.22) se referă totdeauna la acea înfășurare, al cărui număr de spire a fost introdus în formulă.

Atunci cînd sînt interpretate relațiile (10.18) — (10.22), nu trebuie uitat că permeabilitățile μ_t, μ_μ și μ_w sînt variabile și depind de inducție, în timp ce permeabilitatea $\mu_0 = 4 \cdot \pi \, 10^{-7}$ H/m este constantă. De aceea, mărimile X_0, R_0, Z_0 și Y_0 [conform relației (10.21)] sînt funcție de inducția magnetică, în timp ce admitanța de magnetizare Y_{0j} [conform relației (10.22)] este o mărime constantă.

Relațiile (10.18) — (10.22) prezintă importanță pentru transformatoarele de curent numai din punct de vedere teoretic; în calculul practic al erorilor transformatorului de curent se utilizează mai mult forțele magnetomotoare specifice a_0, a_μ, a_w, sau puterile specifice P_0, P_μ, P_w (conform relațiilor din subcap. 3.2 și 10.4).

Pentru calcul, de obicei, nu sînt date $\mu_t = f\,(B_{max})$, $\mu_\mu = f\,(B_{max})$ și $\mu_w = f\,(B_{max})$; în acest caz, în locul permeabilității se iau relațiile $\mu_t = B_{max}/a_0$; $\mu_\mu = B_{max}/a_\mu$ și $\mu_w = B_{max}/a_w$ [relațiile (3.25) și (3.32)].

În vederea realizării proprietăților funcționale dorite (în special a caracteristicilor de supracurent și a factorului de saturație), circuitul magnetic al transformatorului de curent poate fi alcătuit din cîteva materiale magnetice care au proprietăți magnetice diferite. Această combinație este cunoscută în literatură sub denumirea de miezuri combinate. Cel mai des sînt folosite miezurile combinate din două materiale magnetice diferite, și anume un material cu o permeabilitate mai mare (de exemplu P_y 76 Cu, Permalloy) și un material cu permeabilitate mai mică (de exemplu tabla de transformator laminată la cald, sau cu cristale orientate, Sonaperm etc.). La materialele cu o permeabilitate inițială mai mică, permeabilitatea în partea saturată nu scade așa de repede ca la P 76 Cu sau la Permalloy, ceea ce permite obținerea unui factor de saturație superior. În utilizarea miezurilor combinate, un rol important îl joacă prețul de cost, deoarece aliajele magnetice P_y 76 Cu și Permalloy sînt mult mai scumpe decît tabla de transformator sau Sonapermul. Miezurile combinate au formă toroidală. O parte din secțiune x %, o formează materialul magnetic calitativ superior, iar restul de (100 — x) % îl formează al doilea material.

Proprietățile magnetice ale miezurilor combinate se pot determina din proprietățile magnetice ale materialelor magnetice folosite. Unei anumite tensiuni magnetomotoare de magnetizare a_0 îi corespunde inducția în fiecare parte, conform curbei de magnetizare a materialului magnetic respectiv. Inducția medie pentru miezul combinat este

$$\bar{B}_{max} = \frac{xB_{1max} + (100 - x)\ B_{2max}}{100} \text{ [T; \%, T]}, \tag{10.25}$$

unde B_{1max} este inducția în partea x, iar B_{2max} este inducția în partea (100 — x). Analog se poate determina și permeabilitatea medie

$$\bar{\mu}_t = \frac{x\mu_{t1} + (100 - x)\mu_{t2}}{100} \text{ [H/m; \%, H/m]}. \tag{10.26};$$

Pierderile medii specifice, corespunzătoare inducției medii, sînt date de relația

$$\bar{p}_w = \frac{x \cdot p_{w1} \cdot \gamma_{Fe1} + (100 - x) p_{w2} \cdot \gamma_{Fe2}}{x \cdot \gamma_{Fe1} + (100 - x) \cdot \gamma_{Fe2}} \text{ [W/kg; W/Kg; \%, kg/m}^3\text{]}. \quad (10.27)$$

Dacă se înlocuiește indicele w cu indicele μ sau 0, atunci pentru determinarea puterii absorbite la magnetizare este valabilă relația (10.27).

10.2. Factorii de umplere al înfășurării și al circuitului magnetic

Factorul de umplere al pachetului de tole al circuitului magnetic este dat de relația

$$\varkappa_{Fe} = \frac{S_{Fe\ (a)}}{S_{Fe\ (g)}}, \quad (10.28)$$

unde $S_{Fe\ (a)}$ este secțiunea activă a circuitului magnetic, iar $S_{Fe\ (g)}$ este secțiunea lui geometrică. Mărimea factorului de umplere $\varkappa_{Fe}$ depinde de grosimea tolei, de rugozitatea acesteia, de felul și grosimea izolației tolei, cum și de presiunea cu care este strîns pachetul. Valorile obișnuite sînt prezentate în tabelul 10.1. Dacă înfășu-

Tabelul 10.1

Valorile factorului de umplere $\varkappa_{Fe}$ al pachetului de tole

Izolația tolelor strînse în pachet	grosimea tolei	
	0,35 mm	0,50 mm
Hîrtie (grosimea 0,03 mm)	0,86	0,89
Lac	0,90	0,92
Ceramică (Mg-Si)	0,96	
Miez înfășurat	~0,92	

rările sînt de secțiune circulară, pentru secțiunea miezului se alege forma poligonului în trepte, iar în calcul se mai include și factorul de umplere geometric,

$$\varkappa_g = \frac{4 S_{Fe(g)}}{\pi D^2}, \quad (10.29)$$

reprezentînd raportul dintre secțiunea geometrică a poligonului în trepte și suprafața cercului circumscris avînd diametrul D (fig. 10.7). Umplerea suprafeței cercului cu secțiunea activă a miezului este dată de relația următoare

$$\varkappa_{Fe(c)} = \varkappa_{Fe}\,\varkappa_g = \frac{4S_{Fe(a)}}{\pi D^2}. \tag{10.30}$$

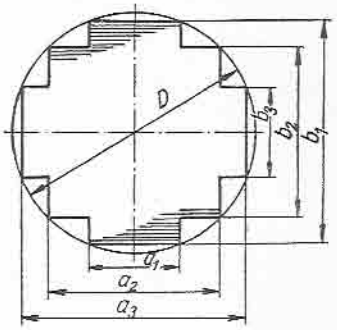


Fig. 10.7. Secțiunea geometrică a miezului în formă de poligon în trepte (cu trei trepte), înscris în cercul de diametrul D ($a_1 = b_3$; $a_2 = b_2$; $a_3 = b_1$).

Mărimea factorului de umplere geometric $\varkappa_g$ depinde de numărul de trepte ale poligonului (tabelul 10.2).

Secțiunea activă $S_{Fe(a)}$, calculată din dimensiunile geometrice ale miezului și ținînd seamă de factorii de umplere realizați, trebuie redusă din considerentele indicate mai jos.

1. La circuitele magnetice realizate din tole cu cristale orientate, care sînt strînse cu buloane, se scade din suprafața totală suprafața secțiunii prin gaură. Deoarece permeabilitatea tolei cu cristale orientate este mult mai mare în direcția laminării (cu care trebuie să coincidă direcția fluxului magnetic) decît în direcția perpendiculară, în dreptul găurilor apare umbra magnetică, această parte a secțiunii circuitului magnetic rămînînd neutilizată. De aceea, strîngerea circuitelor magnetice din tole cu cristale orientate trebuie realizată fără buloane, în așa fel încît să nu fie necesară prevederea găurilor (v. subcap. 9.1).

Tabelul 10.2

Factorul de umplere geometric al miezului $\varkappa_g$ funcție de numărul de trepte, conform [10.1]

Numărul de trepte	1	2	3	4	5
$\varkappa_g$	0,636	0,786	0,851	0,886	0,908

2. Se scade secțiunea canalelor de răcire, dacă circuitul magnetic este prevăzut cu astfel de canale (la transformatoarele de măsură acestea sînt prevăzute numai în mod excepțional).

Umplerea cu conductor este determinată de raportul secțiunii lui active față de secțiunea lui inclusiv izolația, adică

$$\varkappa_c = \frac{S_{c(a)}}{S_{c(c)}}, \tag{10.31}$$

iar factorul de umplere al înfășurării este determinat de raportul dintre suma secțiunilor active ale tuturor conductoarelor înfășurării și secțiunea ei geometrică $S_{c(g)}$

$$\varkappa_{inf} = \frac{\Sigma S_{c(a)}}{S_{inf(g)}}. \tag{10.32}$$

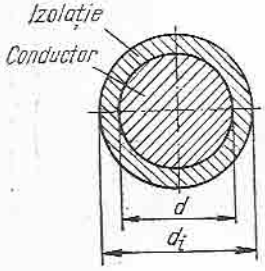


Fig. 10.8. Secțiune transversală printr-un conductor de secțiune rotundă, izolat.

Pentru conductorul de secțiune rotundă (sîrmă) și aproximativ și pentru cablul de secțiune rotundă, factorul de umplere va fi (fig. 9.8 și 10.8)

$$\varkappa_c = \left(\frac{d}{d_i}\right)^2, \tag{10.33}$$

iar pentru înfășurarea realizată din conductor de secțiune rotundă, factorul de umplere va fi aproximativ

$$\varkappa_{inf} \approx 0{,}8\left(\frac{d}{d_i}\right)^2 = 0{,}8\ \varkappa_c. \tag{10.34}$$

Pentru înfășurarea realizată din cablu multifilar (de exemplu la înfășurarea primară a transformatorului de curent), $\varkappa_{inf}$ și $S_{inf(g)}$ se determină pe desen realizat la scară, sau experimental.

Conductorul de secțiune dreptunghiulară are dimensiunile b și h, iar grosimea izolației a are factorul de umplere

$$\varkappa_c = \frac{bh}{(b + 2a)(h + 2a)}. \tag{10.35}$$

Dacă înfășurarea este fără canale și ecrane, atunci $\varkappa_{inf} = \varkappa_c$; dacă ea are canale (garnituri) în direcția dimensiunii mai mari h, atunci factorul de umplere al înfășurării este

$$\varkappa_{inf} = \frac{\varkappa_c}{1 + \varkappa_c \psi}, \tag{10.36}$$

unde

$$\psi = \frac{n-1}{n}\left(1 + \frac{2a}{b}\right)\cdot\frac{\Sigma h_k}{\Sigma h}. \tag{10.37}$$

Pentru calculul rapid al factorului de umplere al înfășurării cu conductor de secțiune dreptunghiulară servește nomograma din fig. 10.9. Folosirea ei rezultă clar din fi-

gură. În relațiile (10.34) și (10.36) nu s-a luat în considerare toleranța de fabricație, care în realitate contribuie la micșorarea lui $\varkappa_{inf}$, și nici eventuala izolație dintre straturi, care micșorează în continuare valoarea calculată a lui $\varkappa_{inf}$. Pe baza con-

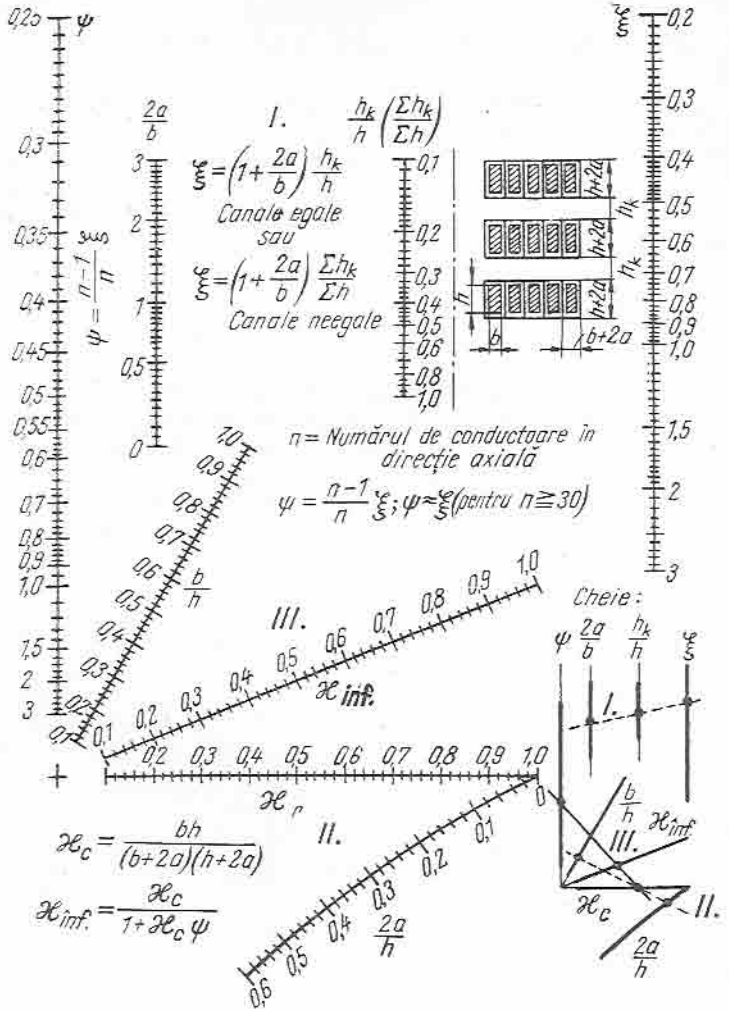


Fig. 10.9. Nomograma pentru calculul factorului de umplere al înfășurării cu conductoare de secțiune dreptunghiulară.

structiilor realizate la EJF, s-a stabilit că pentru înfășurări din cablu multifilar $\varkappa_{inf} \approx 0{,}28$—$0{,}35$, iar pentru înfășurarea de sîrmă de $\varnothing$ 0,8—2 mm, dispusă pe miez toroidal, $\varkappa_{inf} = 0{,}2$—$0{,}32$.

B. Transformatoare de curent

10.3. Alegerea tipului de construcţie

Alegerea tipului de construcţie a unui transformator de curent este determinată de:

a) caracteristicile funcţionale cerute, în primul rînd sarcina nominală P_n, clasa de precizie Cl şi coeficientul de saturaţie n_n; pentru cazuri speciale se mai impun şi alte mărimi, cum ar fi impedanţa înfăşurării secundare la mersul în gol Z_{20} în cazul transformatorului de protecţie împotriva punerii la pămînt etc. (la transformatoarele cu cîteva înfăşurări secundare, aceste valori sînt date pentru fiecare înfăşurare);

b) cerinţele impuse izolaţiei de stabilitatea la scurtcircuit, determinate de modul de funcţionare al sistemului (izolat sau cu neutrul legat efectiv la pămînt), de nivelul de izolaţie termic nominal U_{is} şi de coeficientul K_t, eventual de curentul limită dinamic şi curentul limită termic I_d şi I_t;

c) parametrii constructivi de bază, adică de tensiunea magnetomotoare nominală F_n, de materialul magnetic şi de materialul înfăşurării, eventual de metoda de premagnetizare sau de legăturile artificiale pentru compensarea erorilor.

Caracteristicile indicate la punctele a) şi b) sînt cuprinse de obicei în comandă, dar parametrii indicaţi la punctul c) sînt aleşi şi calculaţi de către cel ce face calculul, astfel încît să corespundă celor mai avantajoase condiţii tehnico-economice. Valoarea tensiunii magnetomotoare nominală indică în acelaşi timp cum trebuie să fie înfăşurarea primară, cu una sau cu mai multe spire.

Transformatorul de curent tip bobină are avantajul că se poate fabrica pentru o serie întreagă de valori standard ale curentului primar nominal şi pentru o (aproximativ) aceeaşi valoare a tensiunii magnetomotoare nominale; de aceea, pentru toate valorile pe care le ia curentul primar nominal, are aceleaşi proprietăţi funcţionale (P_n, Cl, n_n). În comparaţie cu cel anterior, transformatorul de curent monospiral permite ca, în clasa de precizie dată şi la aceleaşi dimensiuni ale circuitului magnetic, să se obţină o putere direct proporţională cu pătratul curentului primar nominal (v. subcap. 3.2).

Tensiunile magnetomotoare nominale se aleg în funcţie de caracteristicile funcţionale şi stabilitatea la scurtcircuit. Cu cît tensiunile magnetomotoare sînt mai mari cu atît precizia de transformare este mai mare (conform subcap. 3.4, pentru o putere dată erorile sînt invers proporţionale cu pătratul tensiunilor magnetomotoare), dar simultan cresc şi eforturile la scurtcircuit şi invers. De aceea, pentru precizie mare şi coeficient termic mic, se aleg pentru F_n valori mari; la coeficienţi termici mari şi pretenţii mai mici în ceea ce priveşte precizia, se aleg valori mai mici pentru F_n. Dacă valoarea F_n este impusă, se poate mări precizia de transformare prin mărirea secţiunii circuitului magnetic, prin folosirea unui material magnetic mai bun, sau, în cele din urmă, prin folosirea premagnetizării sau a legăturilor artificiale, conform subcap. 3.6. Cînd se realizează o serie unitară pentru un anumit nivel de izolaţie şi o serie standardizată de curenţi nominali (pentru transformatoarele de înaltă tensiune se ţine seama şi de cerinţele comutării curentului primar nominal

în raportul 1 : 2 sau 1 : 2 : 4), este avantajos ca tensiunea magnetomotoare nominală să fie divizibilă cu 4 și cu toate valorile curentului primar nominal, avute în vedere pentru seria aleasă (de exemplu, sînt avantajoase următoarele mărimi: 600, 800, 900, 1000, 1200, 1500, 1800, 2400 A etc.) [10.11].

Pentru alegerea variantei optime din punct de vedere tehnic și economic, trebuie să se facă calculul cîtorva variante, în care se cercetează alternativele de alegere a tensiunii magnetomotoare nominale, alegerea materialului pentru circuitul magnetic și stabilirea izolației principale, atît ca repartiție spațială cît și ca material dielectric folosit. Uneori, unele din ele sînt date (de exemplu pentru tensiuni foarte înalte, materialul izolației principale și solicitarea lui electrică admisă), ceea ce duce la reducerea numărului de variante de comparație (v. subcap. 10.15).

Punctele de vedere care concură la stabilirea variantei optime, sînt: costurile de producție, modul de obținere a materialelor, condițiile de gabarit și greutate și, deseori, stabilitatea materialelor alese față de influențele mediului înconjurător în care va lucra transformatorul.

O altă mărime importantă este lungimea medie a circuitului magnetic l_m, care este determinată de soluția constructivă de bază (circuit magnetic toroidal, în manta etc.) de spațiul necesar pentru înfășurările primară și secundară, precum și pentru izolația principală, eventual și pentru izolația înfășurării secundare, care depinde de distanțele de izolație necesare. Suprafața necesară ferestrei circuitului magnetic este (fig. 10.10)

$$S_0 = \frac{N_1 S_{c1}}{\varkappa_{inf.1}} + \frac{N_2 S_{c2}}{\varkappa_{inf.2}} + S_i, \tag{10.101}$$

S_i fiind suprafața necesară pentru izolația principală; celelalte mărimi sînt conform (subcap. 10.2).

Toate dimensiunile, și mai ales grosimea izolației principale, depind de nivelul de izolație nominal, de material și de solicitarea electrică admisă. Astfel, izolația

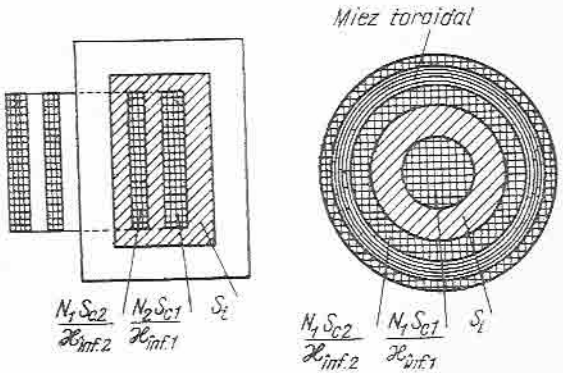


Fig. 10.10. Secțiune prin circuitul magnetic și prin înfășurare:
a — la tipul cu miez obișnuit; *b* — la tipul cu miez toroidal.

principală realizată din rășină epoxidică 2000/180 are grosimea de 8—10 mm pentru un nivel de izolație de 10 kV, 14—16 mm pentru 22 kV și 20—25 mm pentru 35 kV. Pentru izolația principală realizată din hîrtie de celuloză impregnată cu ulei de trans-

formator, valoarea solicitării admise cu tensiune alternativă se poate lua de circa 10—15 kV/mm (valorile mai mici sînt pentru cîmpuri electrice neuniforme, iar cele mari sînt pentru cîmpuri electrice uniforme).

Secțiunea conductorului înfășurării primare se determină din coeficientul termic impus și din curentul primar nominal, conform relațiilor:

$$S_{c1} = \frac{I_{1n}}{\delta_1} \quad [\text{mm}^2;\ \text{A},\ \text{A/mm}^2]; \tag{10.102}$$

$$\delta_1 = \frac{\delta_t}{K_t}\ [\text{A/mm}^2], \tag{10.103}$$

unde δ_t este densitatea de curent în conductoarele înfășurării primare la curentul limită termic de scurtcircuit. Conform [N$_1$], $\delta_t = 180$ A/mm^2 pentru înfășurarea de cupru, și $\delta_t = 118$ A/mm^2 pentru cea de aluminiu.

Prin relații asemănătoare se determină densitatea de curent în înfășurarea secundară și secțiunea conductorului ei. Dacă însă un transformator de curent avînd înfășurarea secundară legată în scurtcircuit și funcționînd la un curent primar $I_1 = 0{,}3\, I_{1n}$ are eroarea de curent $\Delta_i < -20\%$, această caracteristică se poate lua în considerare în calcul, iar secțiunea înfășurării secundare poate fi micșorată [N1, articolul 4.2, c]. Cu multă atenție trebuie dimensionată secțiunea conductorului înfășurării primare la transformatoarele de curent care au un coeficient termic superior ($K_t \geqslant 400$) [10.12].

Secțiunea întregii înfășurări este dată apoi de relația

$$S_{inf.\nu} = \frac{N_\nu S_{c\nu}}{\varkappa_{inf.\nu}}\ (\nu = 1{,}2), \tag{10.104}$$

unde $\varkappa_{inf.\nu}$ este factorul de umplere al înfășurării ν (v. subcap. 10.2).

Pentru tensiunea magnetomotoare specifică nominală, este valabilă relația

$$a_n = a_{1n} \approx a_{2n}. \tag{10.105}$$

Se poate demonstra [10.13 și 10.14] că transformatorul de curent satisface condiția de precizie în domeniul de exploatare, dacă este satisfăcută condiția

$$\alpha_{i(n)} \leqslant \eta\, \Delta'_{in}\ [\%], \tag{10.106}$$

unde: $\alpha_{i(n)}$ este eroarea de curent la curent nominal și sarcină nominală, η este factorul de utilizare a clasei de precizie date, iar Δ'_{in} este eroarea de curent admisă pentru curentul nominal, identică în valoare absolută cu clasa de precizie. Mărimea factorului η este funcție de alura curbei de magnetizare și de dispersie ale materialului magnetic utilizat, de tipul de comutare al curentului primar nominal și gradul de siguranță în funcționare ales λ, care este definit ca raportul dintre gradul de folosire, maxim pasibil, al limitelor erorilor admisibile și cele reale. Conform acesteia, gradul de siguranță în funcționare, ales după eroarea de curent λ_Δ, este dat de raportul dintre ecartul erorii de curent admise $\Delta\Delta_i$ și cea reală, iar gradul de siguranță în funcționare ales după eroarea de unghi λ_δ este dat de raportul dintre eroarea de unghi δ_i.

maximă admisă și cea maximă reală. Procedeul de calcul al lui η este prezentat amănunțit în [10.13]; pentru relațiile curente se poate lua cu destulă precizie $\eta \approx 1{,}5$.

Dacă pentru $\alpha_{i(n)}$ se ia relația (3.28), atunci

$$\frac{C|Z_{tn}|}{\mu_t} \cdot 100 \leqslant \eta \, \Delta'_{in} \text{ [s/m; } \Omega\text{, H/m; \%]}, \tag{10.107}$$

iar după înlocuirea constantei caracteristice C, conform relației (3.29), și înmulțirea ambelor părți ale relației (10.107) cu produsul $l_m \cdot I_{2n}^2$, rezultă

$$\frac{P_{tn}}{V_{Fe}} \leqslant 4{,}44 \, f \cdot \eta \cdot \mu_{tn} \cdot a_n^2 \Delta'_{in} \text{ [VA, m}^3\text{; Hz, H/m, A/m]}, \tag{10.108}$$

unde: P_{tn} este puterea nominală (adică puterea corespunzătoare sarcinii nominale) și V_{Fe} este volumul circuitului magnetic.

În relația (10.108), μ_{tn} este valoarea corespunzătoare punctului de pe curba de magnetizare care corespunde curentului nominal și sarcinii totale nominale Z_{tn}, precum și inducțiilor realizate de acestea conform relațiilor (3.6) și (3.27). Pentru prima alegere se iau orientativ, următoarele valori ale lui μ_{tn}

$\mu_{tn} \approx 6 \cdot 10^{-3}$ H/m pentru tabla de transformator laminată la cald;

$\mu_{tn} \approx (10\text{—}12) \cdot 10^{-3}$ H/m pentru tabla orientată (sau Sonaperm);

$\mu_{tn} \approx 25 \cdot 10^{-3}$ H/m pentru aliajele de nichel (Permalloy, Py 76 Cu).

Pentru coeficientul de saturație nominal este valabilă, cu aproximație, relația (v. și subcap 10.5)

$$n_n = 1{,}11 \frac{B_m}{B_n} = 1{,}11 \frac{B_m}{C|Z_{tn}| a_n} \text{ [T, s/m, } \Omega\text{, A/m]}, \tag{10.109}$$

unde: B_m este inducția de saturație a materialului magnetic (v. subcap. 3.5) și B_n, inducția pentru curentul și sarcina nominală (ambele ca valori maxime).

Dacă în această relație se introduce $C|Z_{tn}|$ din (10.107), atunci

$$n_n \geqslant 1{,}11 \frac{B_m}{a_n \mu_{tn} \eta \Delta'_{in}} \text{ [T, A/m, H/m, \%]} \tag{10.110}$$

și prin aceasta este dată relația dintre coeficientul de saturație și clasa de precizie din care este dedusă relația (3.41). Relațiile (10.108) și (10.110) pot fi exprimate în sistemul de coordonate (a_n ; P_{tn}/V_{Fe}) și (a_n ; n_n) cu ajutorul a două familii de curbe de doi parametri, unul din ei fiind clasa de precizie, iar al doilea materialul magnetic (adică μ_{tn} propriu-zis).

Prin modificarea relației (10.110), se obține raportul dintre coeficientul de saturație și puterea nominală (sarcina totală nominală)

$$n_n \cdot \frac{P_{tn}}{V_{Fe}} = 4{,}9 \, f \, B_m \, a_n, \tag{10.111}$$

ceea ce reprezintă o altă formă a relației (3.39).

Din cele prezentate rezultă că la alegerea transformatoarelor de curent se pot lua numai două mărimi de bază independente, din cele trei care determină proprietățile funcționale care sînt:

— sarcina nominală P_n, care corespunde puterii nominale P_{tn} și sarcinii totale nominale Z_{tn};
— clasa de precizie;
— factorul de saturație nominal n_n,

a treia mărime este legată de celelalte două prin anumite relații, expuse anterior. Practic, aceasta înseamnă că pentru o sarcină nominală dată, se alege cea mai mare utilizare a limitelor erorilor admisibile date de clasa de precizie (valoarea maximă admisă pentru η), de unde rezultă caracteristica nominală de supracurent și coeficientul de saturație, sau se menține coeficientul de saturație, în acest caz, clasa de precizie dată ori nu se folosește (în realitate η este mai mic decît cel maxim admis), ori este depășită (se obține doar o clasă de precizie apropiată, înrăutățită, față de cea solicitată) [10.14].

10.4. Calculul limitelor erorilor reale

Bazele pentru calculul erorilor transformatorului de curent sînt funcțiile prezentate grafic sau tabelat:

$a_0 = f(B_{max})$; $a_\mu = f(B_{max})$; $a_w = f(B_{max})$, sau $p_0 = f(B_{max})$; $p_\mu = f(B_{max})$; $p_w = f(B_{max})$ (a se vedea anexa A3). De multe ori sînt date unele funcții din prima grupă și altele din a doua, de exemplu $a_0 = f(B_{max})$ și simultan $p_w = f(B_{max})$. În acest caz, ambele trebuie scrise în aceeași formă, pentru ca erorile să se poată calcula prin una din metodele de mai jos. Între ambele grupe de funcții sînt valabile relațiile de transformare:

$$a_0 = \frac{\gamma_{Fe}}{4{,}44\,f} \cdot \frac{p_0}{B_{max}}; \quad a_\mu = \frac{\gamma_{Fe}}{4{,}44\,f} \cdot \frac{p_\mu}{B_{max}} \text{ [A/m; kg/m}^3\text{, Hz, VA/kg, T]}, \tag{10.112}$$

$$a_w = \frac{\gamma_{Fe}}{4{,}44\,f} \cdot \frac{p_w}{B_{max}} \text{ [A/m; kg/m}^3\text{, Hz, W/kg, T]}, \tag{10.113}$$

unde γ_{Fe} este masa specifică materialului magnetic.

Limitele erorilor reale se pot calcula din mărimile indicate mai jos.

a. *Tensiunea magnetomotoare specifică de magnetizare.* Această metodă este avantajoasă dacă proprietățile magnetice ale materialului folosit sînt exprimate grafic sau tabelat prin funcțiile $a_\mu = f(B_{max})$ sau $a_0 = f(B_{max})$. În locul funcției $a_w = f(B_{max})$ este dat graficul sau tabelul funcției $p_w = f(B_{max})$, din care a_w se obține prin calcul, conform relației (10.113).

Pentru valori rotunjite ale lui I_1, de exemplu $I_1 = [10; 20; (50); 100$ și $120]$ % I_{1n}, se determină a; mai departe, se stabilește din ecuația (3.36) pentru sarcina dată 0,25 Z_n și Z_n la un $a \approx a_2$ inducția respectivă B_{max} și pentru aceasta valorile corespunzătoare a_μ, a_w și a_0. Din ele se calculează erorile fazoriale de curent cu relația (3.21), iar cu relațiile (3.23) și (3.24) se calculează erorile de

curent și cele de unghi. Unghiul φ_0 se determină, pentru fiecare punct al limitelor erorile reale, cu ajutorul relațiilor (3.16) sau (3.17). Pentru unghiul φ_t este valabilă relația (3.7).

În tabelul 10.3 și în fig. 10.19 este prezentat un exemplu de calcul bazat pe această metodă. Corecția de înfășurare se determină cel mai ușor din graficul din fig. 10.19.

b. *Puterea specifică de magnetizare*. Dacă proprietățile materialului magnetic sînt date grafic sau tabelat prin funcțiile $p_\mu = f(B_{max})$ și $p_w = f(B_{max})$, eroarea de curent se poate calcula ușor cu ajutorul relației

$$\alpha_i = \frac{p_0}{p_t} \cdot 100 \quad [\%, \text{VA/kg}], \tag{10.114}$$

$$\text{unde: } p_0 = \sqrt{p_\mu^2 + p_w^2}; \quad \operatorname{tg} \beta_0 = \frac{p_\mu}{p_w} \quad [\text{VA/kg; VA/kg, W/kg}] \tag{10.115}$$

și

$$p_t = \frac{p_t}{m_{Fe}} = \frac{p_t}{\gamma_{Fe} V_{Fe}} \quad [\text{VA/kg; VA, kg/m}^3, \text{m}^3], \tag{10.116}$$

în care $m_{Fe} = \gamma_{Fe} V_{Fe}$ este masa circuitului magnetic.

Deoarece este valabilă relația $P_t = |Z_t| I_2^2$ și p_t este proporțional cu I_2^2, dacă se alege pentru calcul seria valorilor $I_1 = [10, 20, (50), 100, 120]$ % I_{1n}, acesteia îi corespunde seria de valori $p_t = [1, 4, (25), 100, 114]$ % p_{tn}. În continuare calculul este identic cu cel de la punctul a). Exemplul de calcul este prezentat în tabelul 10.4 și în fig. 10.20.

c. *Admitanța specifică de magnetizare*. Această noțiune a fost introdusă în calculul transformatoarelor de curent de către Hanuš [10.15], care a definit-o prin relația

$$y_0' = \frac{a_0}{u_0'} \quad [\text{Sm; A/m, V/m}^2], \tag{10.117}$$

$$\text{unde } u_0' = \frac{U_{20}}{N_2 S_c} = 4{,}44 f B_{max} \quad [\text{V/m}^2; \text{V}, \text{m}^2; \text{Hz}, \text{T}] \tag{10.118}$$

este tensiunea specifică în nodul cuadripolului T, raportată la secțiunea unității de suprafață activă a miezului (se propune $S_c = S_j$). În acest caz, pentru calculul erorilor se pot folosi în mod analog funcțiile $y_0' = f(u_0')$ și $\varphi_0 = f(u_0')$, care nu sînt determinate nici de dimensiuni și nici de forma circuitului magnetic. Din cele prezentate prin relațiile (10.117), (10.118) și (3.16) sau (3.17), se obțin funcțiile care caracterizează materialul magnetic dat. Admitanța de magnetizare a transformatorului de curent este

$$Y_{20} = y_0' \frac{l_m}{S_c N_2^2} \quad [\text{S; Sm, m, m}^2] \tag{10.119}$$

și dacă se introduce în calcul admitanța sarcinii întregi $Y_t = 1/Z_t$, eroarea de transformare de curent a transformatorului de curent este dată de relația

$$\alpha_i = \frac{Y_{20}}{Y_t} \cdot 100 \ [\%; \text{S}]. \tag{10.120}$$

Într-adevăr, în acest fel, admitanța sarcinii totale poate fi transformată în admitanță specifică a sarcinii totale cu ajutorul relației

$$y_t = Y_t \frac{S_c \cdot N_2^2}{l_m} \text{ [m; S, m}^2\text{, m]}, \tag{10.121}$$

iar eroarea fazorială de curent este determinată de raportul

$$\alpha_i = \frac{y_0'}{y_t} \cdot 100 \text{ [\%, Sm]}. \tag{10.120,a}$$

Din relațiile (10.120) sau (10.120,*a*) se determină eroarea de curent și eroarea de unghi la fel ca în cazul a. Calculul erorilor din admitanța specifică este avantajos în unele cazuri speciale, cum ar fi analiza aportului dat de premagnetizare sau de legăturile artificiale, în compensarea erorilor.

d. *La cascada electromagnetică.* Mersul calculului este prezentat în esență în subcap. 3.8 și în fig. 3.55. Erorile fiecărei trepte de transformare se calculează separat și apoi se adună (α_i fazorial, Δ_i și δ_i algebric).

10.5. Calculul caracteristicii de supracurent [10.16]

În zona de supracurent, unghiul $\varphi_0 = 80 - 85°$ nu depinde de materialul magnetic [10.17] și deci sin $\varphi_0 \approx 1$, cos $\varphi_0 \approx 0{,}08$. Presupunînd că unghiul φ_t nu diferă prea mult de unghiul φ (ceea ce este admisibil din punctul de vedere al preciziei obținute pe ansamblu), atunci $\varphi_t \approx \varphi$ și pentru factorul de putere secundar nominal cos $\varphi_n = 0{,}8$, cos $(\varphi_0 - \varphi_t) = 0{,}73$. Corecția de înfășurare nu se face uzual pentru clasele de precizie 0,2; 0,5 și 1 și din această cauză reprezintă un factor important numai pentru calculul caracteristicii de supracurent al înfășurărilor de clasă Cl 3. Metoda de calcul este valabilă pentru orice sarcină exterioară; dacă în locul ei se trece sarcina nominală, din calcul va rezulta caracteristica nominală de supracurent și coeficientul de saturație.

Calculul caracteristicii de supracurent din eroarea de curent. Metoda cea mai simplă de stabilire a caracteristicii de supracurent și a coeficientului de saturație constă în determinarea funcției $\Delta_i = f\,(I/I_n)$ din relația (3.23) pentru un multiplu relativ mare al curentului nominal. Pentru un calcul grosier se poate considera că

$$B_{max} \sim U_{20} \approx x\, I_{2n}\, |\, Z_t\, |\,, \tag{10.122}$$

în timp ce pentru o determinare precisă trebuie introdusă Δ_i (în valoare relativă)

$$B_{max} \sim U_{20} = y\, I_{2n}\, |\, Z_t\, | = (1 + \Delta_i)\; x\; I_{2n}\, |\, Z_t\, |\,, \tag{10.123}$$

unde

$$x = \frac{I_1}{I_{1n}}\,; \quad y = \frac{I_2}{I_{2n}}\,; \quad y = (1+\Delta_i)\; x. \tag{10.124}$$

Într-un prim calcul grosier se alcătuiește graficul funcției $\Delta_i = f(x)$ pînă la valorile mari, necesare, ale lui x și de aici, prin metoda indicată în fig. 10.11, *a*, se alăctuiește graficul funcției $y = (1 + \Delta_i)x$.

O metodă mai precisă pentru determinarea caracteristicii de supracurent este stabilirea graficului funcției $y = (1+\Delta_i) \cdot x$ din graficul funcției $\Delta_i = f(y)$ (fig. 10.11, *b*). Din relațiile mai sus deduse (3.18) și (3.23) după o mică modificare se obține

$$a_i = a_2 + a_0 \cos(\varphi_0 - \varphi_t) \quad (10.125$$

se introduce înapoi în relația (3.23), rezultînd astfel pentru zona de supracurent

$$\Delta_i = -\frac{a_0 \cos(\varphi_0 - \varphi_t)}{a_2 + a_0 \cos(\varphi_0 - \varphi_t)} = -\frac{\frac{0{,}73}{a_2}}{1 + 0{,}73\frac{a_0}{a_2}}. \quad (10.126)$$

Din ecuația de mai sus se alcătuiește graficul funcției $\Delta_i = f(y)$, iar din aceasta, graficul funcției $y = (1 + \Delta_i)\, x$ (fig. 10.11, *b*).

Calculul caracteristicii de supracurent din caracteristica de magnetizare. Relația pentru eroarea de curent (3.23) se poate exprima cu ajutorul relației (10.124) astfel

$$\Delta_i = -\frac{a_0}{xa_n} \cos(\varphi_0 - \varphi_t). \quad (10.127)$$

Folosind relația (3.36), ecuația (10.123) poate fi scrisă sub forma

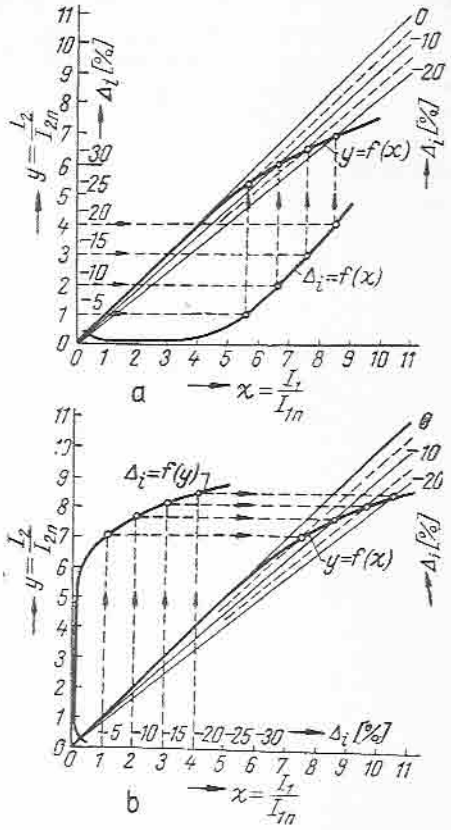


Fig. 10.11. Construcția caracteristicii de supracurent:
a — din graficul funcției $\Delta_i = f(I_1/I_{1n})$; *b* — din graficul funcției $\Delta_i = f(I_2/I_{2n})$.

$$B_{max} = x\, C \mid Z_t \mid a_n\, (1+\Delta_i) \text{ [T; s/m, } \Omega\text{, A/m]} \quad (10.128)$$

și dacă relațiile (10.127) și (10.128) se înmulțesc între ele, după o modificare (în valoare absolută) rezultă

$$\mu_t = \frac{B_{max}}{a_0} = C \mid Z_t \mid \left|\frac{1 + \Delta_i}{\Delta_i}\right| \cos(\varphi_0 - \varphi_t) = 0{,}73\ C \mid Z_t \mid K_1 \text{ [H/m; s/m, } \Omega\text{]}. \quad (10.129)$$

Relația (10.129) indică valoarea cu care scade permeabilitatea totală μ_t în timp ce curentul secundar crește, și proporțional cu el crește și inducția, pentru ca eroarea de curent să ajungă la valoarea $\Delta_i = -10\%$. La un transformator dat, pentru o sarcină totală dată și o eroare de curent dinainte aleasă, relația (10.129) are numai o singură soluție pentru o singură valoare a lui μ_t și o singură pereche de valori B_{max}, a_0. În sistemul de coordonate (B_{max}, a_0), soluția relației (10.129) este dată de intersecția curbei de magnetizare $B_{max} = f(a_0)$ cu dreapta $B_{max} / a_0 = \mu_t = \text{const}$. În cazul reprezentării în coordonate liniare, această dreaptă trece prin originea axelor sub un unghi de $\text{tg}\,\varkappa = \mu_t$ (fig. 10.12, *a*); în coordonate logaritmice, aceasta este o paralelă la diagonala dreptunghiului pentru decadele hîrtiei logaritmice (fig. 10.12, *b*). Dacă în acest sistem de coordonate este dat graficul funcției $\mu_t = f(B_{max})$, soluția este dată de intersecția dintre această curbă cu dreapta $\mu_t = \text{const}$ (fig. 10.12). Atunci cînd sînt date ambele curbe, este avantajos să se aleagă acel grafic, în care curba și dreapta se intersectează sub un unghi mai mare (precizia rezultatelor este mai mare).

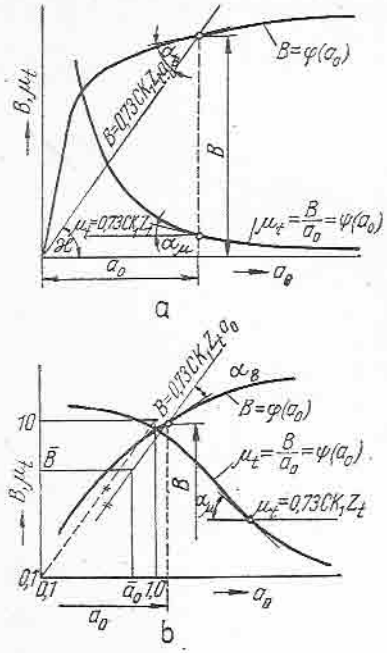


Fig. 10.12. Soluția relației (10.129): *a* — pe hîrtie liniară; *b* — pe hîrtie bilogaritmică ($B = B_{max}$).

Rezolvarea relației (10.129) se poate simplifica și accelera prin indicarea în plan a sistemului de izoplete $\mu_t = \text{const}$ (în sistemul de axe liniare acestea sînt un flux de raze, iar în sistemul de axe logaritmice sînt paralele cu diagonala dreptunghiului decadelor), cotate direct în valori μ_t. Apoi este suficientă căutarea intersecției curbei $B_{max} = f(a_0)$ cu izopleta respectivă $\mu_t = \text{const}$, sau eventual interpolarea între două intersecții.

După modificarea relației (10.123) rezultă că

$$x = \frac{1}{1 + \Delta_i} \cdot \frac{B_{max}}{B_n} = K_2 \frac{B_{max}}{B_n}. \qquad (10.130)$$

Eliminîndu-se B_{max} din relația (10.129) se mai poate scrie și astfel

$$x = \frac{1}{|\Delta_i|} \frac{a_0}{a_n} \cos(\varphi_0 - \varphi_t) = 0{,}73\, K_3 \frac{a_0}{a_n}. \qquad (10.131)$$

În aceste relații B_{max} și a_0 sînt mărimi găsite prin metoda mai sus indicată iar x este multiplul curentului primar nominal, caz în care eroarea de curent atinge valorile dinainte alese pentru eroarea de curent Δ_i. Pentru $\Delta_i = -10\%$, această soluție este indicată de coeficientul de saturație, iar dacă simultan și $Z_t = Z_{tn}$, atunci soluția va fi indicată de coeficientul nominal de saturație. Pe parcursul calculului se procedează astfel: se alege seria de valori pentru Δ_i și pentru acestea se determină seria de valori corespunzătoare lui x. Construcția caracteristicii de

supracurent reiese din fig. 10.13. Pentru $Z_i = Z_{in}$, rezultatul calculului este caracteristica nominală de supracurent. În fig. 10.14 este prezentată eroarea de curent Δ_i, în funcție de factorii K_1, K_2 și K_3.

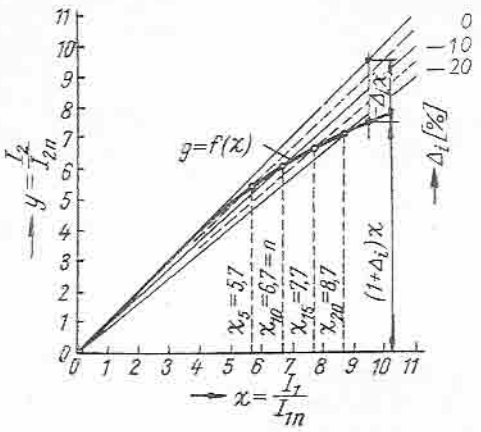


Fig. 10.13. Construcția caracteristicii de supracurent din valorile calculate x_5, x_{10}, x_{15}, x_{20}.

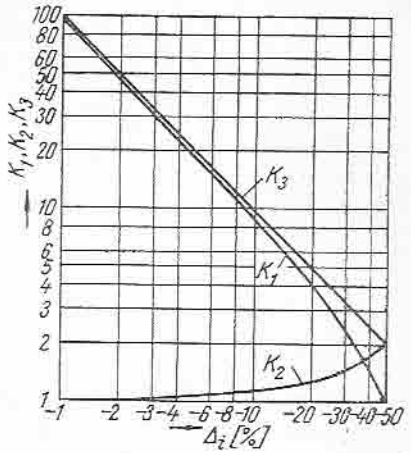


Fig. 10.14. Fatorii $K_1 = \left|\frac{1+\Delta_i}{\Delta_i}\right|$; $K_2 = \frac{1}{1+\Delta_i}$; $K_3 = \frac{1}{|\Delta_i|}$ funcție de eroarea de curent Δ_i.

Stabilirea caracteristicii de supracurent a cascadei electromagnetice. Conform subcap. 3.8 și fig. 3.54, caracteristica de supracurent a cascadei electromagnetice se poate determina ca rezultantă a caracteristicilor de supracurent ale fiecărei trepte separate de transformare, a căror alură se calculează prin metoda descrisă mai înainte. Construcția grafică a caracteristicii de supracurent a cascadei electromagnetice în două trepte este prezentată în fig. 10.15; ea este suficient de precisă numai pînă la circa $\Delta_i = -20 \ldots -30\%$, deoarece impedanța de magnetizare a fiecărei trepte de cascadă se micșorează brusc după saturarea materialului magnetic și, prin aceasta, sarcina externă de la prima pînă la ultima treaptă a cascadei nu mai este constantă [10.20].

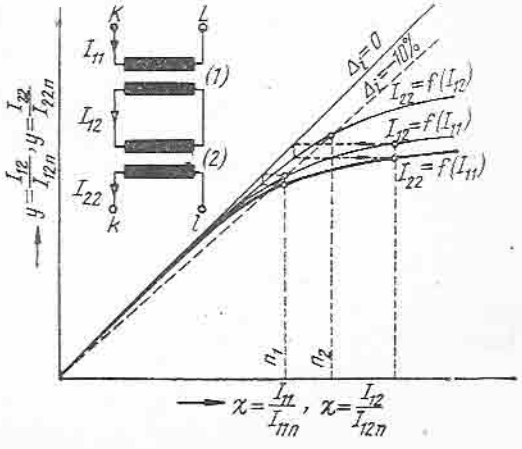


Fig. 10.15. Construcția caracteristicii de supracurent a cascadei electromagnetice având două trepte de transformare, din caracteristicile de supracurent ale fiecărei trepte.

10.6. Rezolvarea temelor de calcul în diagrama complexă a erorilor

Deoarece proprietăţile magnetice ale materialelor magnetice şi erorile transformatorului de curent, ca funcţii de curent şi de sarcină, sînt neliniare şi nu pot fi exprimate prin funcţii analitice simple, este mai avantajoasă alegerea transformatorului de curent prin determinarea grafică, în diagrama complexă, decît prin calcul. Cîteva posibilităţi de aplicare a diagramei complexe au fost deja indicate în subcap. 3.3—3.6; acestea sînt, cercetarea erorii funcţie de sarcină (fig. 3.6), cercetarea variaţiei erorii cînd variază unghiul φ_t (şi cu el şi unghiul φ — fig. 3.10) şi stabilirea corecţiei de înfăşurare necesare (fig. 3.16, *b*). În sistemul de izoplete $Z = \text{const}$ din fig. 3.6, se poate interpola liniar (într-o primă aproximare), eventual şi extrapola, folosind relaţia (3.38).

Dacă la izopletele $Z = \text{const}$ din fig. 3.6 în locul valorilor sarcinii totale sau exterioare se iau valorile sarcinii specifice totale z_t sau pierderile specifice p_t (raportate la unitatea de secţiune sau la unitatea de volum a circuitului magnetic), se poate rezolva şi invers problema, cu ajutorul diagramei complexe, plecînd de la dependenţa erorilor de variaţia secţiunii sau a volumului circuitului magnetic, cînd sarcina exterioară este constantă [10.19]. Cînd variază sarcina totală specifică, variază deseori şi unghiul φ_t (fig. 3.10 şi 3.11).

Cum rezultă din fig. 3.10 şi din subcap. 3.4, la variaţia unghiului φ_t întreaga izopletă $Z = \text{const}$ se roteşte în sens invers acelor de ceasornic, în jurul originii sistemului de coordonate al diagramei complexe, cu un unghi egal cu diferenţa dintre unghiul nou şi cel iniţial φ_t.

Dacă se schimbă lungimea circuitului magnetic (de exemplu la schimbarea nivelului nominal de izolaţie sau la schimbarea materialului izolant utilizat în izolaţia principală, care modifică distanţele de izolaţie) este valabilă relaţia

$$\alpha_i = \frac{a_0}{a_1} = \frac{a_0 l_m}{F_1} \sim l_m, \tag{10.132}$$

în care $a_0 \sim B_{max} = \text{const}$ şi $F_1 = \text{const}$. În cazul construcţiei grafice, este suficient a se prelungi sau a se scurta fazorii α_i în raport cu variaţia lungimii medii a circuitului magnetic (fig. 10.16).

În diagrama complexă se poate controla în mod simplu folosirea limitelor erorilor admisibile şi cercetarea posibilităţii utilizării diagramei prin variaţia unghiului φ_t (adică prin variaţia reactanţei de dispensie şi cu aceasta şi a unghiului φ_i) sau prin conectarea în paralel cu sarcina externă a unei sarcini suplimentare (v. § 3.6.2). Soluţionarea prin diagrama complexă permite nu numai stabilirea rapidă a mărimii sarcinii suplimentare, ci şi compararea factorilor de putere a diferitelor tipuri de sarcină suplimentară şi să se aleagă din ele tipul optim sau combinarea lor optimă. Un astfel de exemplu este prezentat în fig. 10.17. Pentru transformatorul de curent a cărui diagramă complexă a erorilor este indicată în această figură, a fost stabilită prin calcul valoarea neadmisă a gradului de siguranţă în funcţionare, ales pentru Cl 0,5 $\lambda_\delta = 0{,}94 < 1$, deoarece $\delta_{i\ 10;100} = 64'$ şi această valoare este în afara limitelor erorilor admisibile pentru clasa de preci-

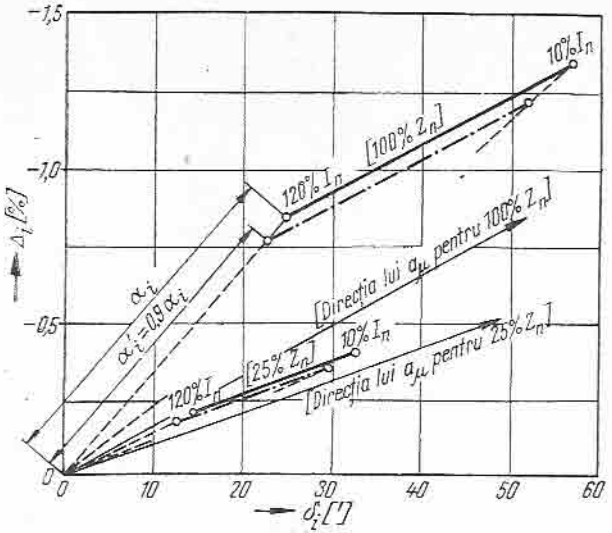


Fig. 10.16. Variația lungimii medii a circuitului magnetic; cu linie plină (—) sînt indicate erorile pentru l_m inițială; cu linie punctată (—.—.) sînt indicate erorile pentru $l_m' = 0{,}9\,l_m$ (izopletele Z = const sînt aproximate cu segmente paralele cu direcția a).

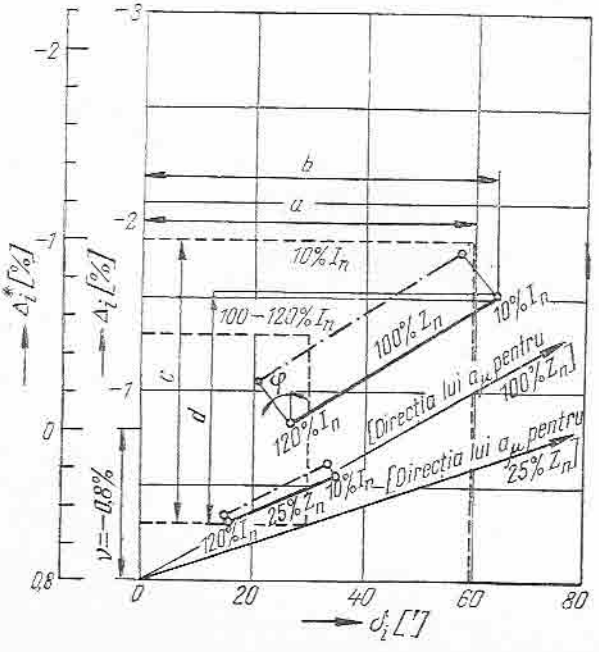


Fig. 10.17. Controlul folosirii limitelor erorilor admisibile și al corecției erorilor prin folosirea sarcinii suplimentare ($\alpha_{ih} = 0{,}3\%$, $R = 333\ Z_n$); corecția de înfășurare $\nu = -0{,}8\%$; limita erorilor admisibile pentru Cl 0,5 este mărginită cu linie întreruptă. Gradul de siguranță în funcționare, ales (pentru eroarea de unghi-raportul dintre eroarea limită admisă și eroarea limită reală, pentru eroarea de curent-raportul dintre ecartul erorii admise și al celei reale totale) înainte de corecție cu sarcina suplimentară, este $\lambda_\delta = a : b = 0{,}94 < 1$; $\lambda_\Delta = c : d = 1{,}24$ (noul grad de siguranță funcțională, realizat după corecția erorilor cu rezistențele λ_δ' și λ_Δ', nu este indicat în desen). Izopletele Z = const sînt aproximate cu segmente paralele cu a_μ; erorile de curent după corecția de înfășurare sînt notate cu Δ_i.

zie 0,5. Față de aceasta transformatorul are rezerve în ecartul erorii de curent, unde $\lambda_\Delta = 1{,}24$, care reprezintă o valoare întrutotul corespunzătoare. Realizînd corecția cu rezistență activă ca sarcină suplimentară ($\alpha_{ik} = 0{,}3\%$) rezultă $\lambda'_\delta = 1{,}05$ și $\lambda_\Delta = 1{,}11$; ambele valori sînt mai mari ca 1 și noua limită a erorilor reale se află toată în interiorul limitei erorilor admisibilă pentru clasa de precizie Cl 0,5. În acest caz se presupune că în zona valorilor considerate (λ_δ, λ'_δ) și (λ_Δ, λ'_Δ), valorile μ_t și ($\varphi_0 - \varphi_t$) variază atît de puțin în punctele de capăt ale izopletei $Z =$ = const, încît aceasta are o influență neglijabilă în ceea ce privește precizia solicitată, astfel că practic se și neglijează.

Din subcap. 3.3 și relațiile (3.28) și (3.37) rezultă indicația de construcție grafică a izopletei $Z =$ const, direct din curba complexă de magnetizare (fig. 10.18). Peste foaia avînd desenată curba complexă de magnetizare se suprapune hîrtia transparentă avînd desenat sistemul de coordonate al diagramei complexe a erorilor, în așa fel încît originea ambelor grafice să coincidă, iar cele două sisteme

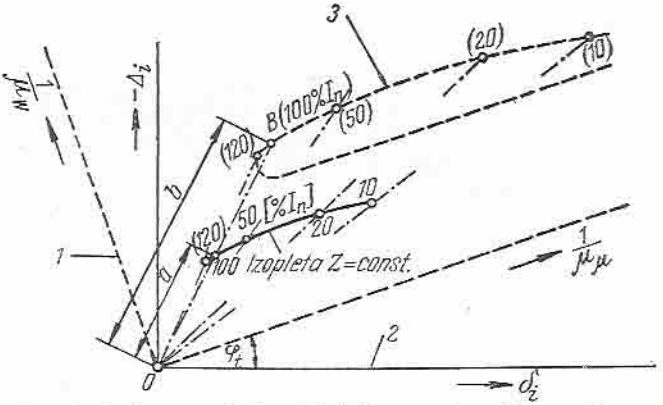


Fig. 10.18. Construcția izopletei $Z =$ const a diagramei complexe a erorilor direct pe cale grafică, din curba complexă de magnetizare (procedînd invers se poate ca din izopleta $Z =$ const a diagramei complexe a erorilor să se construiască un segment al curbei complexe de magnetizare):

1 — sistemul de coordonate al curbei complexe de magnetizare (baza); *2* — sistemul de coordonate al diagramei complexe a erorilor (filigran); *3* — curba complexă de magnetizare.

de coordonate să fie rotite reciproc cu unghiul φ_t. Conform subcap. 3.3, ambele curbe diferă doar prin scara la care sînt reprezentate, al cărei raport este dat atît de produsul $C|Z_t|$ cît și de scara de reprezentare a ambelor grafice. Din aceasta se poate calcula raportul ambelor scări; este mai simplu însă a se determina pentru un punct oarecare (de exemplu I_n și Z_{tn}) valoarea aritmetică a erorii de transformare [de exemplu cu relația (3.21)] și a o trece în diagrama complexă pe raza

fazoare respectivă (lungimea a în fig. 10.18). Dacă distanța dintre punctul corespunzător de pe curba complexă de magnetizare și origine este b și se află pe aceeași rază fazoare cu a, atunci prin aceasta se dă raportul scărilor ambelor grafice și raportul de micșorare sau de prelungire a celorlalte raze fazoare ca a/b (fig. 10.18).

Prin metoda inversă se poate determina segmentul curbei complexe de magnetizare de la izopleta $Z = \text{const}$ și de la ea se pot calcula, după necesitate, valorile μ_l, μ_μ și μ_w. Pentru o rezolvare mai precisă se recomandă măsurarea, în diagrama complexă a erorilor, a lungimilor a_μ/a și a_w/a ($a \approx a_1 \approx a_2$) și din acestea se duc punctele curbei complexe de magnetizare; construcția cu lungimile măsurate ale lui α_i și a unghiurilor φ_0 poate fi mai puțin precisă, în special dacă razele fazoare ale punctelor curbei complexe de magnetizare sînt mult mai lungi decît razele fazoare ale punctelor izopletei $Z = \text{const}$, adică $b \gg a$ (fig. 10.18).

Rezolvarea grafică a problemei în diagrama complexă a erorilor își găsește cea mai mare aplicare în special în extrapolarea, pentru alte dimensiuni, a rezultatelor de calcul sau a măsurărilor efectuate pentru un anumit transformator, sau a unui model funcțional; se cercetează, de exemplu, dacă transformatorul dat corespunde fără modificări sau cu o anumită modificare (care anume) noilor condiții de funcționare diferite față de cele pentru care el a fost inițial ales. Un alt domeniu de aplicare recunoscut pentru folosirea graficelor sînt studiile comparative și de orientare, pregătirea ofertelor de livrare etc.

Ținînd seama de caracteristicile sale de bază, descrise în subcap. 3.2, diagrama complexă a erorilor nu este indicată pentru stabilirea comportării transformatorului în zona de supracurent, dacă trebuie cercetate relațiile pentru erori mai mari de curent sau de unghi, decît este zona de folosire indicată în acest paragraf (v. fig. 3.7).

10.7. Exemple de alegere și de calcul

10.7.1. Transformatorul de curent tip suport, pentru 110 kV, cu izolația plină

Acest tip de transformator cu ulei, pentru montaj exterior, are raportul nominal de transformare de 150—300—600/5/5 A, iar tensiunea de încercare aplicată la înfășurarea primară este 230 kV/50 Hz, 1 min. Înfășurarea de protecție trebuie să aibă următoarele caracteristici: $P_n = 60$ VA, Cl 1, $n_n > 15$, $K_l = 120$. Înfășurarea primară are formă de buclă deschisă și este comutabilă în raportul 1: 2: 4; circuitul magnetic este toroidal, realizat din tole laminate la cald, iar înfășurarea secundară este repartizată uniform, pe tot circuitul (fig. 10.10, *b*).

Dimensiunile de bază. Avînd în vedere raportul nominal de transformare şi necesitatea de comutare a înfăşurării primare, se alege $F_n = 1200$ A şi densitatea de curent în înfăşurarea primară se determină din coeficientul limită termic: $\delta_1 = 180 : 120 = 1{,}5$ A/mm². Înfăşurarea primară are 4×2 spire, fiecare avînd secţiunea $S_{c1} = 150/1{,}5 = 100$ mm²; se alege cablul de cupru cu secţiunea cea mai apropiată standardizată, adică 120 mm², căreia îi corespunde $\delta_1 = 1{,}25$ A/mm²; diametrul exterior al cablului neizolat este de 16,8 mm, iar al celui cu izolaţie (grosimea pe o parte fiind 1 mm), este de circa 19 mm. Fasciculul de opt cabluri al înfăşurării primare are diametrul unui cerc circumscris de circa 65 mm (se determină experimental). Grosimea izolaţiei principale exterioare a înfăşurării primare se apreciază pentru început la 25 mm (hîrtie de celuloză impregnată cu ulei de transformator).

Gradientul radial maxim al cîmpului electric se află în spaţiul dintre înfăşurarea primară şi miez (la suprafaţa electrozilor interiori), conform tabelului 4.3 poz. 2.

$$E_{max} = \frac{0{,}4343 \cdot 230}{32{,}5 \log (115/65)} = 12{,}9 \text{ kV/mm}.$$

Diametrul interior al înfăşurării secundare (avînd în vedere şi toleranţa de fabricaţie a înfăşurării primare) se alege de 120 mm, iar grosimea înfăşurării secundare în interiorul miezului se apreciază la 5 mm; de aici rezultă un diametru interior al miezului de 130 mm şi diametrul mediu al miezului se apreciază la 160 mm. Astfel rezultă că $l_m = \pi \cdot 160 = 505$ mm, $a_n = 1200/0{,}505 = 2370$ A/m. Circuitul magnetic este realizat din tole inelare de tablă Et 1,2 de ∅ 130/190, avînd grosimea de 0,5 mm şi izolate cu hîrtie ($\varkappa_{Fe} = 0{,}89$).

Pentru început se apreciază o sarcină interioară de 0,4 Ω, astfel că $|Z_{in}| = 2{,}4 + 0{,}4 = 2{,}8$ Ω, $P_{in} = 70$ VA. Se alege $P_{in}/V_{Fe} = 120 \cdot 10^3$ VA/m³ pentru $a_n = 2370$ A/m şi Cl 1, însă simultan $n_n \approx 6$. Deoarece această valoare a coeficientului de saturaţie nu corespunde, trebuie să se aleagă circuitul magnetic după cerinţele coeficientului de saturaţie impus (limitele erorilor admisibile pentru Cl 1 nu se folosesc de loc — v. subcap. 10.3). Pentru $n_n \approx 20$, Cl 0,5, şi $a_n = 2370$ A/m, rezultă $P_{in}/V_{Fe} = (40\text{—}50) \cdot 10^3$ VA/m³ şi de aici rezultă

$$S_c = \frac{P_{in}}{(P_{in}/V_{Fe}) l_m} = \frac{70}{50 \cdot 10^3 \cdot 0{,}505} = 27{,}7 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2.$$

Se alege secţiunea miezului 30×98 mm, căreia, la coeficientul de umplere $\varkappa_{Fe} = 0{,}89$, îi corespunde o secţiune activă $S_{c(a)} = 26{,}2 \cdot 10^{-4}$ m². Verificarea coeficientului de saturaţie (subcap. 10.5):

$$C = \frac{0{,}505 \cdot 10^4}{4{,}44 \cdot 50 \cdot 240^2 \cdot 26{,}2} = 15{,}1 \cdot 10^{-6} \text{ s/m},$$

$$\mu_i = 0{,}73 \cdot 15{,}1 \cdot 10^{-6} \cdot 2{,}8 \cdot 9 = 0{,}28 \cdot 10^{-3} \text{ H/m}.$$

În graficul $B_{max} = f(a_0)$, acestui μ_t îi corespunde $a_0 = 5700$ A/m şi de aici

$$n_n = 7{,}3\frac{5700}{2370} = 17{,}5 > 15.$$

Secţiunea înfăşurării secundare pentru 5 A este

$$S_{c2} = 5/1{,}5 = 3{,}33 \text{ mm}^2;$$

se alege profilul cel mai apropiat, adică sîrma rotundă de ∅ 2,00/2,25 (izolată cu două straturi de bumbac) şi cu secţiunea 3,14 mm², astfel că densitatea de curent în înfăşurarea secundară este $\delta_2 = 1{,}59$ A/mm². Numărul de spire ale înfăşurării secundare este 1200/5 = 240, iar lungimea unei spire este circa $2 \cdot (100 + 33) + 20 = 285$ mm; de aici, rezistenţa înfăşurării secundare este

$$R_2 = \frac{1}{56} \cdot \frac{240 \cdot 0{,}285}{3{,}14} = 0{,}39 \ \Omega$$

şi, deoarece înfăşurarea este repartizată uniform pe tot circuitul magnetic, pentru sarcina internă se consideră numai componenta rezistivă ($Z_i = R_2$). În cazul lui Z_n, sarcina totală este (subcap. 3.1)

$$2{,}4 \ (0{,}8 + j \ 0{,}6) + 0{,}39 = 2{,}31 + j \ 1{,}44 = 2{,}72 \ \Omega; \ \varphi_t = 32°,$$

iar în cazul lui 0,25 Z_n, sarcina totală este

$$0{,}6 \cdot (0{,}8 + \text{j} \ 0{,}6) + 0{,}39 = 0{,}78 + \text{j} \ 0{,}36 = 0{,}94 \ \Omega; \ \varphi_t = 23°.$$

Calculul valorilor pentru erorile care mărginesc limitele erorilor reale, făcute conform subcap. 10.4, este indicat în tabelul 10.3 şi reprezentat grafic în fig. 10.19.

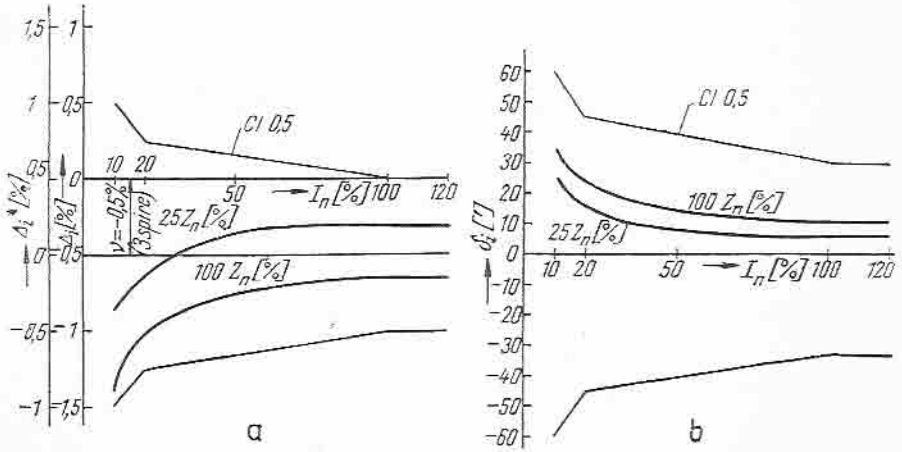


Fig. 10.19. Limitele erorilor reale şi limitele erorilor admisibile ale mieziului pentru protecţie, care aparţine transformatorului de curent din exemplul 10.7.1.; $P_n = 60$ VA, Cl 1 (0,5); erorile de curent după corecţia de înfăşurare sînt notate cu Δ_i;
a — pentru curent; *b* — pentru unghi.

Tabelul 10.3

Determinarea limitelor erorilor reale prin calcul (exemplul 10.7.1.)

Z	I_1/I_{1n} %	U_{2_0} V	B_{max} T	a_μ A/m	p_w W/kg	a_w A/m	a_e A/m	$\operatorname{tg}\varphi_0$	φ_0 [°]	$\varphi_0-\varphi_t$ [°]	$\cos(\varphi_0-\varphi_t)$	$\sin(\varphi_0-\varphi_t)$	a A/m	α_i %	Δ_i %	δ_i [′]
100%	120	16,35	0,117	20	0,0280	8,2	21,6	2,44	68	36	0,81	0,59	2850	0,76	—0,61	+15,5
	100	13,60	0,098	18	0,0200	7,0	19,3	2,56	69	37	0,80	0,60	2370	0,81	—0,65	+16,7
($\varphi_t = 32°$)	50	6,80	0,049	13	0,0056	3,9	13,6	3,32	73	41	0,75	0,66	1190	1,14	—0,86	+26,0
	20	2,72	0,019	7	0,0008	1,45	7,1	4,85	78	46	0,69	0,72	474	1,50	—1,04	+37,2
	10	1,36	0,010	4,5	0,0002	0,69	4,6	6,50	81	49	0,65	0,75	237	1,94	—1,26	+50,2
25%	120	5,65	0,041	11,5	0,0038	3,2	11,9	3,60	75	52	0,61	0,79	2850	0,41	—0,25	+11,1
	100	4,71	0,034	10	0,0026	2,6	10,4	3,85	75	52	0,61	0,79	2370	0,44	—0,27	+12,0
($\varphi_t = 23°$)	50	2,35	0,017	6,3	0,0006	1,2	6,4	5,25	79	56	0,56	0,83	1190	0,54	—0,30	+15,4
	20	0,94	0,007	3,4	0,0001	0,5	3,5	6,80	82	59	0,51	0,86	474	0,74	—0,38	+21,9
	10	0,47	0,003	2,3	—	—	2,3	$\to\infty$	88	65	0,42	0,91	237	0,97	—0,41	+30,4

Observație. Valorile sînt rotunjite în calcul.

10.7.2. Transformator de curent tip toroidal

Acest transformator se introduce pe izolatorul de trecere tip condensator, de 220 kV, 600/1 A, şi $F_n = 600$ A. Înfăşurarea primară este formată de către conductorul de trecere, iar circuitul magnetic este un toroid realizat din bandă înfăşurată, din tablă cu cristale orientate M6X, $\varnothing$ 315/450×60 mm, $l_m = 1{,}2$ m $S_c = 36 \cdot 10^{-4}$ m^2. $G_c = 33$ kg; înfăşurarea secundară realizată din conductor rotund de cupru de $\varnothing$ 0,85/1,05 mm este repartizată uniform pe o parte a circuitului magnetic, în aşa fel ca $\varphi_i = \varphi$ şi $\cos \varphi_i = \cos \varphi_l = \cos \varphi_n = 0{,}8 = \text{const}$; $\operatorname{tg} \varphi_i = 0{,}75$. Rezistenţa înfăşurării secundare este $R_2 = 5\,\Omega$ (din care $X_2 = R_2 \operatorname{tg} \varphi_i = 3{,}75\,\Omega$). Să se stabilească limita erorilor reale pentru $P_n = 30$ VA Cl 0,5 şi corecţia de înfăşurare necesară.

Pentru Z_n, sarcina totală este

$$30\,(0{,}8 + \mathrm{j}\,0{,}6) + 5\,(1 + \mathrm{j}\,0{,}75) = 29 + \mathrm{j}\,21{,}75 = 36{,}25\ \Omega,$$

iar pentru $0{,}25\,Z_n$, sarcina totală este

$$7{,}5\,(0{,}8 + \mathrm{j}\,0{,}6) + 5\,(1 + \mathrm{j}\,0{,}75) = 11 + \mathrm{j}\,8{,}25 = 13{,}75\ \Omega.$$

Determinările făcute conform subcap. 10.4 sînt trecute în tabelul 10.4 şi prezentate grafic în fig. 10.20.

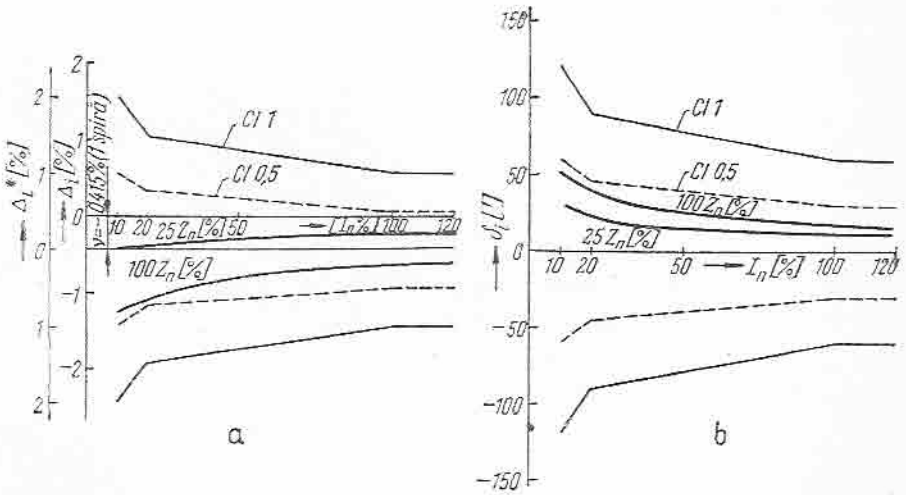


Fig. 10.20. Limitele erorilor reale şi limitele erorilor admisibile ale transformatorului de curent tip toroidal, din exemplul 10.7.2.; $P_n = 30$ VA, Cl 0,5; erorile de curent după corecţia de înfăşurare sînt notate cu Δ_i^*;

a — pentru curent; *b* — pentru unghi.

Tabelul 10.4

Determinarea limitelor erorilor reale prin calcul (exemplul 10.7.2)

P VA	I_1/I_{1n} %	B_{max} T	p_μ mVA/kg	p_w mW/kg	p_0 mVA/kg	p mVA/kg	α_i %	tg φ_0	φ_0 [°]	$\varphi_0-\varphi_l$ [°]	cos $(\varphi_0-\varphi_l)$	sin $(\varphi_0-\varphi_l)$	Δ_i %	δ_i ′
7,5	120	0,0343	1,80	0,800	1,97	600	0,33	2,25	66	29	0,87	0,48	—0,29	+ 5,5
	100	0,0286	1,50	0,600	1,60	417	0,38	2,48	68	31	0,85	0,51	—0,32	+ 6,6
($\varphi_l = 37°$)	50	0,0143	0,38	0,150	0,41	104	0,40	2,53	69	32	0,84	0,53	—0,34	+ 7,3
	20	0,0057	0,12	0,035	0,13	16,7	0,78	3,40	74	37	0,80	0,60	—0,63	+16,0
	10	0,0028	0,045	0,010	0,048	4,17	1,15	4,50	77	40	0,76	0,64	—0,88	+25,5
30	120	0,0905	10,00	5,000	11,20	1585	0,71	2,00	63	26	0,90	0,44	—0,64	+10,7
	100	0,0755	7,00	3,500	7,82	1100	0,71	2,00	63	26	0,90	0,44	—0,64	+10,7
($\varphi_l = 37°$)	50	0,0378	2,20	1,000	2,42	275	0,88	2,20	66	29	0,87	0,48	—0,77	+14,5
	20	0,0160	0,50	0,160	0,525	44	1,19	3,13	72	35	0,82	0,57	—0,98	+23,5
	10	0,0075	0,18	0,055	0,190	11	1,73	3,28	73	36	0,81	0,59	—1,40	+35,0

Observație. Valorile sînt rotunjite în calcul.

10.7.3. Transformatorul de curent tip bobină, cu izolaţia epoxidică pentru nivelul nominal de izolaţie de 35 KV.

Acest tip de transformator este pentru curenţi nominali de la 5 la 400 A, cu două înfăşurări: prima (pentru măsură) $P_n = 15$ VA Cl 0,2, $n_n < 5$, a doua (pentru protecţie) $P_n = 30$ VA, Cl 1, $n_n > 10$; $k_t = 90$.

Circuitul magnetic se alege de forma toroidală pentru ambele miezuri, înfăşurarea primară fiind realizată din cablu de cupru izolat cu un strat de hîrtie şi unul de bumbac. O reprezentare schematică a construcţiei este dată în fig. 10.21.

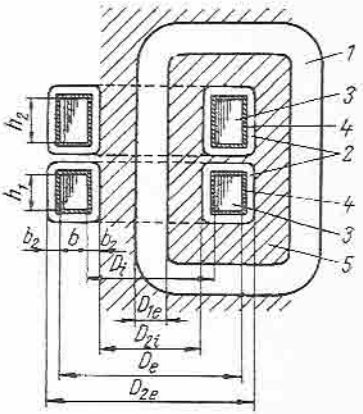


Fig. 10.21. Dispoziţia înfăşurărilor şi a circuitelor magnetice pentru exemplul 10.7.3:
1 — bucla înfăşurării primare; *2* — înfăşurarea secundară; *3* — circuite magnetice; *4* — carcasa circuitelor magnetice; *5* — izolaţie din răşină epoxidică.

Ţinînd seama de seria curenţilor nominali, valoarea tensiunii magnetomotoare nominale se alege de 2×400 A $= 800$ A (pentru curentul primar nominal de 15, 30, 75, 150 şi 300 A, tensiunile magnetomotoare sînt 3×300 A $= 900$ A). Suprafaţa ferestrei rotunde pe unde pătrunde înfăşurarea primară în interiorul toroidului este

$$S_{inf1} = \frac{F_n}{\delta_{1n}\,\varkappa_{inf1}} = \frac{900}{2\cdot0{,}3} = 1500\,\text{mm}^2$$

pentru $K_t = 90$ şi corespunzător $\delta_{1n} = 2$ A/mm^2. De aici rezultă că $D_{1e} = 44$ mm.

Grosimea stratului de izolaţie principală, realizat din răşină epoxidică, se alege conform subcap. 10.3 de $b_1 = 20$ mm; lăţimea înfăşurării secundare se apreciază sau se poate calcula din relaţia

$$b_2 = -2\,(D_{1e} + 2\,b_i) + \sqrt{4\,(D_{1e} + 2\,b_i)^2 + \frac{F_n}{\varkappa_{inf2}\delta_{2n}}} \quad [\text{mm; mm, A/mm}^2] \qquad (10.133)$$

şi după înlocuire rezultă $b_2 \approx 6$ mm. Grosimea peretelui carcasei se consideră $b_p = 1$ mm, iar interstiţiul unilateral este $b' = 1$ mm. De aici rezultă $D_i = 44 +$

$+ 2\cdot(20 + 6 + 1 + 1) = 100$ mm şi, avînd în vedere toleranţele largi de execuţie a înfăşurării şi a circuitului magnetic, diametrul calculat se va mări cu 10%, adică va fi de 110 mm. Lăţimea toroidului este indicat să fie aleasă $b \leqslant 0{,}25\ D_i$, adică în acest caz 25 mm. Diametrul exterior al toroidului este deci $D_e = 160$ mm. Calculul secţiunii miezului magnetic pentru măsură şi al miezului pentru protecţie este asemănător cu cel din exemplele anterioare sau din relaţia (10.106) şi se poate determina pentru $l_m = 0{,}425$ m şi $\eta = 1{,}5$

$$a_0 = 1{,}5\cdot 10^{-2}\,\frac{800}{0{,}425}\cdot 0{,}2 = 5{,}64 \text{ A/m},$$

iar pentru materialul miezului de măsură Py 76 Cu se admite o inducţie de $B_{max} = 0{,}44$ T. Pentru frecvenţa de 50 Hz şi sarcina totală apreciată la 19 VA este necesară o secţiune geometrică ($\varkappa_{Fe} = 0{,}92$) $S_{Fe(g)} = 2{,}65.10^{-4}$ m^2 şi înălţimea miezului de 13,2 mm; din seria de înălţimi, cea mai apropiată este 16 mm. Miezul pentru măsură are deci dimensiunile $\varnothing$ 110/160 $\times$ 16 mm.

Verificarea sarcinii interne, la care considerăm din nou numai componenta rezistivă, indică prin calcul valoarea 4,6 VA, astfel că aprecierea sarcinii totale a fost corectă, deoarece

$$P_t = 12 + \mathrm{j}\ 9 + 4{,}6 = 18{,}9 \text{ VA} \approx 19 \text{ VA}.$$

Prin controlul coeficientului de saturaţie cu ajutorul relaţiilor (10.129) şi (10.131) rezultă $\mu_t = 1{,}08$ mH/m, $a_0 = 860$ A/m şi de aici

$$n_n = \frac{7{,}3\cdot 860\cdot 0{,}425}{800} \approx 3{,}3 < 5.$$

Secţiunea miezului pentru protecţie se determină ţinînd seama de cerinţele coeficientului de saturaţie nominal, astfel că inducţia (10.130) în miezul realizat din tablă cu cristale orientate ($B_m = 1{,}7$ T) este

$$B_n = \frac{1{,}7}{0{,}9\cdot 12} = 0{,}157 \text{ T}$$

(pentru siguranţă mai mare se consideră $n_n \approx 12$). Din aceste valori, a inducţiei şi sarcinii totale apreciată la $P_{tn} \approx 35$ VA, se poate stabili secţiunea miezului, după modificări mici conform relaţiei (3.27). Determinarea precisă se face cu relaţia (10.131), după înlocuirea constantei caracteristice şi după modificări, de unde rezultă $S_{Fe(g)} = 13{,}25\cdot 10^{-4}$ m^2. La o lăţime a toroidului de 25 mm, înălţimea lui este aproximativ 53 mm. Deoarece s-a luat în considerare o mare rezervă ($n_n \approx$ ≈ 12, în loc de 10 cît era dat), înălţimea se poate alege cea mai apropiată din seria înălţimilor miezurilor toroidale, adică $3\cdot 16 = 48$ mm. După ce s-a calculat valoarea precisă a sarcinii interne, se efectuează calculul de control al coeficientului de saturaţie ca şi în exemplul 10.7.1.

Limita erorilor reale se calculează, pentru ambele miezuri, cu ajutorul uneia din metodele descrise mai înainte (fig. 10.22).

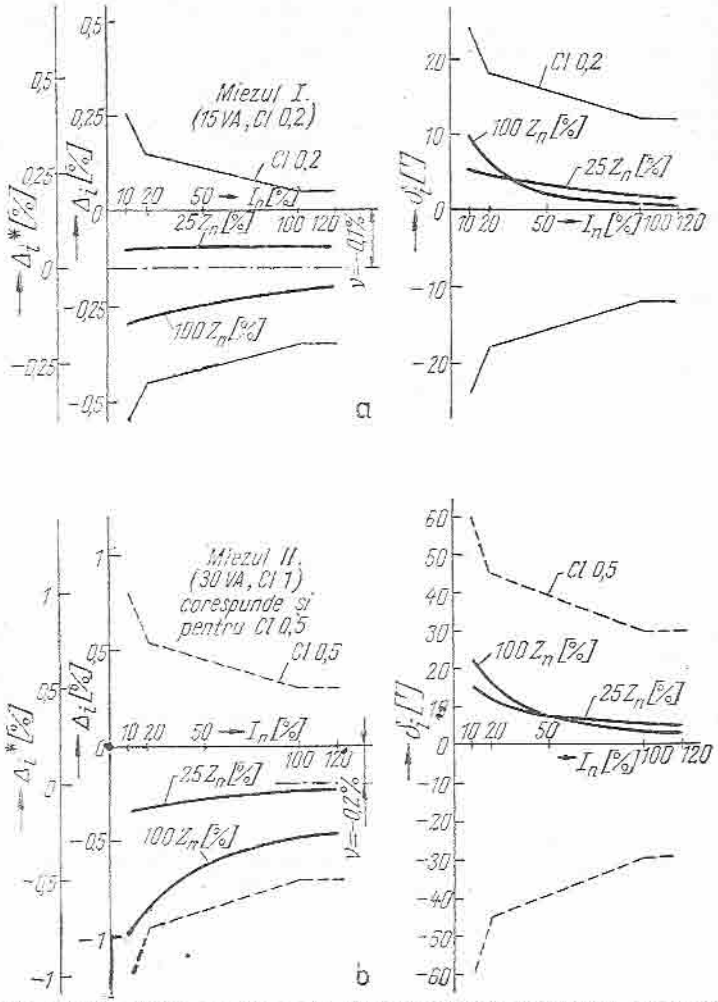


Fig. 10.22. Limita erorilor reale şi limita erorilor admisibile ale transformatorului de curent din exemplul 10.7.3:

a — pentru miezul I; *b* — pentru miezul II.

C. Transformatoare de tensiune

10.8. Calculul limitei erorilor reale

Relațiile deduse în subcap. 3.12 pentru erorile de transformare a tensiunii și pentru eroarea de tensiune și de unghi sînt suficiente pentru explicarea cauzelor erorilor și a dependenței erorilor de diferiți factori, dar sînt mai puțin utile la calculul practic, motiv pentru care este mai comod și mai sugestiv să se calculeze erorile de tensiune și erorile de unghi direct din componentele erorilor de transformare a tensiunii. Conform fig. 10.23, care este o modificare a fig. 3.60, *d*, se poate scrie

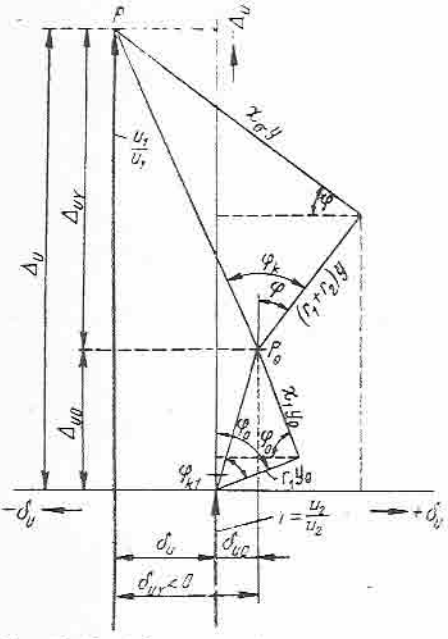


Fig. 10.23. Adaptarea diagramei complexe a erorilor transformatorului de tensiune la calculul erorilor, cu ajutorul relațiilor (10.201) — (10.204).

$$\Delta_{u0} = \Delta_{u0R} + \Delta_{u0X} = \\ = -(r_1 y_0 \cos\varphi_0 + \\ + x_1 y_0 \sin\varphi_0)\cdot 100\ [\%;\ \Omega,\ S], \tag{10.201}$$

sau

$$\Delta_{u0} = -r_1 y_0 (\cos\varphi_0 + \\ + \operatorname{tg}\varphi_{k1} \sin\varphi_0)\cdot 100\ [\%,\ \Omega,\ S] \tag{10.201,a}$$

și

$$\delta_{u0} = \delta_{u0R} - \delta_{u0X} = \\ = 3440\,(r_1 y_0 \sin\varphi_0 - \\ - x_1 y_0 \cos\varphi_0)\ [';\ \Omega,\ S], \tag{10.202}$$

sau

$$\delta_{u0} = 3440\, r_1 y_0 (\sin\varphi_0 - \\ - \operatorname{tg}\varphi_{k1} \cos\varphi_0)\ [';\ \Omega,\ S] \tag{10.202,a}$$

și asemănător

$$\Delta_{uY} = \Delta_{uYR} + \Delta_{uYX} = \\ = -[(r_1 + r_2) y \cdot \cos\varphi + \\ + x_\sigma\, y \sin\varphi)\cdot 100,\ [\%;\ \Omega, S] \tag{10.203}$$

sau

$$\Delta_{uY} = -(r_1 + r_2)\, y\, (\cos\varphi + \operatorname{tg}\varphi_k \sin\varphi)\cdot 100\ [\%;\ \Omega,\ S] \tag{10.203,a}$$

și

$$\delta_{uY} = \delta_{uYR} - \delta_{uYX} = 3440\ [(r_1 + r_2)\, y \sin\varphi - x_\sigma\, y \cdot \cos\varphi)\ [';\ \Omega,\ S] \tag{10.204}$$

sau

$$\delta_{uY} = 3440\,(r_1 + r_2)\, y\, (\sin\varphi - \operatorname{tg}\varphi_k \cos\varphi)\ [';\ \Omega,\ S]. \tag{10.204,a}$$

Valorile elementelor din schema echivalentă, care se introduc în aceste ecuații, se calculează cu ajutorul relațiilor din subcap. 10.1 și se reduc la mărimi specifice de spiră, după relația 3.110,*b*. În relațiile (10.201) — (10.204a) se pot introduce în locul mărimilor specifice de spiră (scrise cu litere mici) direct valorile R_1, R_2, X_σ, Y_0 și Y (nereduse); în general, toate aceste mărimi, în toate relațiile, trebuie raportate la numărul de spire ale uneia și aceleiași înfășurări (rezistențele celei de a doua înfășurări se calculează proporțional și, eventual, admitanța sarcinii se recalculează invers proporțional cu pătratul raportului numărului de spire ale ambelor înfășurări). Unghiul φ_0 se determină din relațiile (10.20*a*), (3.107), sau (3.16), în funcție de datele pe care le are la îndemînă cel ce calculează. Pentru unghiul φ_{k1} este valabilă relația (3.117), iar pentru unghiul φ_k, relația (3.130).

Dacă se folosește ca schemă echivalentă cuadripolul π, atunci pentru erorile la mers în gol, conform fig. 3.61, sînt valabile relațiile:

$$\Delta_{u0} = -[r_1(y_{0j}\cos\varphi_{0j} + y_{0c}\cos\varphi_{0c}) + x_0 y_{cc}\sin\varphi_{0c}]\cdot 100 \quad [\%;\ \Omega,\ S]; \qquad (10.205)$$

$$\delta_{u0} = 3440\,[r_1\,(y_{0j}\sin\varphi_{0j} + y_{0c}\sin\varphi_{0c}) - x_0\,y_{0c}\cos\varphi_{0c}]\ [';\ \Omega,\ S], \qquad (10.206)$$

iar pentru erorile determinate de sarcină rămîn valabile, fără a se modifica, relațiile (10.203) și (10.204).

Inducția în miez și în jug, de care depind în special mărimile y_0 și φ_0, este dată de relația

$$B_{max\,cj} = \frac{U_\nu}{4{,}44\,f N_\nu\,S_{cj}}\ (\nu = 1{,}2)\ \ [\text{T. V., Hz, m}^2]. \qquad (10.207)$$

Determinarea limitelor erorilor reale se simplifică mult dacă se iau în considerație proprietățile transformatorului de tensiune, descrise în subcap. 3.13. Astfel, izopleta U = const, din diagrama complexă a erorilor, este o dreaptă ce trece prin două puncte oarecare reprezentînd valoarea puterii P sau a sarcinii Y, iar dis-

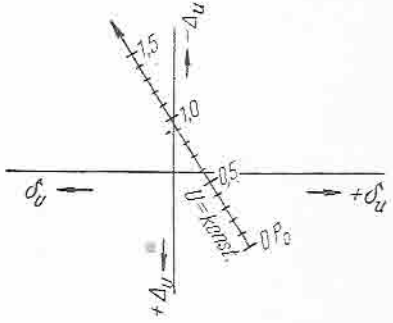


Fig. 10.24. Izopleta U = const în diagrama complexă a erorilor, cotată cu valorile sarcinii (desenată după efectuarea corecției de înfășurare).

tanța dintre ele și însăși valorile P sau Y determină scara pentru P sau Y, pe această izopletă (fig. 10.24). Este avantajos ca unul din aceste puncte să fie ales $P = 0$, eventual $Y = 0$, iar pentru determinarea limitei întregi de erori reale este suficient a se calcula poziția a patru sau șase puncte în diagrama complexă a erorilor și acestea să fie două pentru $Y = 0$ (atît $U = U_{min}$ cît și $U = U_{max}$)

și altele două pentru $Y = Y_n$ (atît $U = U_{min}$ cît și $U = U_{max}$) (fig. 3.65), sau încă două pentru $Y = 0$ (la $U = U_n$) și $Y = Y_n$ (la $U = U_n$) — (în fig. 3.65 ele ar fi pe izopletele $Y = \text{const}$, între cele două puncte marginale). După [N1], $U_{min} = 0{,}85\ U_n$ și $U_{max} = 1{,}15\ U_n$; după [3.53], $U_{min} = 0{,}8\ U_n$ și $U_{max} = 1{,}2\ U_n$. Deoarece în fig. 3.65 toate izopletele $U = \text{const}$ sînt segmente paralele și la aceeași scară, iar izopletele $Y = \text{const}$ sînt paralele și egale, este suficient să se stabilească în diagrama complexă a erorilor numai poziția primelor două (eventual trei) puncte, iar pentru acestea mărimea lui Δ_{uY} și δ_{uY} pentru orice valoare a lui $Y \neq 0$ sau $P \neq 0$ (cel mai avantajos este totuși $Y = Y_n$, sau $P = P_n$). Din acestea se poate trasa direct graficul funcției $\Delta_u = f(Y)$, $\delta_u = f(Y)$ sau $\Delta_u = f(U)$, $\delta_u = f(U)$ (fig. 3.63, *b* și *c* și 3.64, *b* și *c*), sau se poate alcătui tabelul valorilor lor; ambele se pot determina în acest fel și în mod direct din valorile calculate ale lui Δ_{u0}, δ_{u0} (pentru U_{min}, U_{max} eventual și U_n) și Δ_{uY}, δ_{uY} fără a fi necesară construcția diagramei complexe a erorilor. Corecția de înfășurare se determină grafic fie direct din diagrama complexă a erorilor (fig. 3.68, *e*), fie din graficele funcțiilor $\Delta_u = f(Y)$ sau $\Delta_u = f(U)$ (fig. 3.69), astfel încît marginea limitei erorilor reale pentru $Y = Y_{min}$ să fie aproape de marginea limitei erorilor admisibile pe partea lui $+\Delta_u$.

10.9. Alegerea caracteristicilor de bază

În alegerea caracteristicilor de bază ale transformatorului de tensiune se iau în considerare:

a) mărimile funcționale impuse, adică puterea nominală P_n, clasa de precizie, eventual și puterea maximă P_m;

b) caracteristicile de siguranță ale izolației, exprimate prin felul de izolare a sistemului energetic (punctul neutru izolat sau legat direct la pămînt) și nivelul nominal de izolație U_{is};

c) parametrii constructivi de bază, și anume: inducția nominală B_n, tipul și materialul circuitului magnetic și materialul înfășurării;

d) condițiile economice, care sînt date fie de cheluielile minime de fabricație, de manopera minimă, de consumul minim de materiale active, fie de optimul criteriilor de mai sus.

Pentru transformatoarele de tensiune destinate exploatării în sistemele cu punctul neutru izolat, se alege inducția nominală $B_n \leqslant B_m/\sqrt{3} \approx 0{,}57\ B_m$, iar pentru transformatoarele de tensiune destinate exploatării în sistemele cu punctul neutru legat direct la pămînt, se ia $B_n \leqslant B_m/0{,}8\sqrt{3} \approx 0{,}7\ B_m$, în care se consideră că $B_m = 1{,}5$ T pentru tabla laminată la cald și $B_m = 1{,}7$ T pentru tabla orientată.

Alegerea optimă tehnico-economică a transformatorului de tensiune sau de curent se face în urma comparării cîtorva variante (v. subcap. 10.15).

Pentru transformatorul de tensiune nu se pot deduce relații simple de determinare a variantei optime cum sînt relațiile (10.106) și (10.108) la alegerea transformatoarelor de curent. Alegerea variantei optime se aseamănă mai mult cu modul

de alegere aplicat la transformatoarele de putere și asta pentru că transformatorul de tensiune este în esență un transformator special, de putere standard mică și impedență mică la scurtcircuit. Metodologia completă de alegere și de calcul, care conține toți factorii de umplere ai secțiunii circuitului magnetic și ai secțiuniii înfășurării, influența nivelului nominal de izolație asupra mărimii distanțelor de izolație și asupra canalului de dispersie dintre înfășurări și, prin aceasta, și asupra canalului echivalent dintre înfășurări, a fost dată de Hanuš [10.31] și Seifert [10.32]. În continuare se prezintă metoda simplificată de calcul, care indică numai ideile principale; detaliile ei de aplicare depind de tipul și de forma circuitului magnetic, de izolanții folosiți și de alți parametri, pe care cititorul și-i poate alege singur, pentru fiecare caz în parte.

Asemănător ca mod de calcul cu cel aplicat la transformatorul de curent, se introduce și la transformatoarele de tensiune noțiunea de grad de siguranță în funcționare ales λ, care se definește identic. Gradul de siguranță în funcționare ales pentru eroarea de tensiune λ_Δ este dat de raportul dintre ecartul erorii de tensiune admisă și reală $\Delta\Delta_u$, iar gradul de siguranță funcțională ales pentru eroarea de unghi λ_δ este dat de raportul dintre erorile de unghi δ_u maxime admisibile și cele maxime reale.

Din punctul de vedere al funcționării și în cazul folosirii complete a posibilității corecției de înfășurare, alegerea transformatorului de tensiune este determinată de aceste condiții de bază (fig. 10.25):

$$|\delta_{u0}| \leqslant \delta'_u; \tag{10.208}$$

$$|(\Delta_{ur})_n| \leqslant 2\,\Delta'_u; \quad -\delta'_u \leqslant \delta_{u0} + (\delta_{ur})_n \leqslant \delta'_u. \tag{10.209}$$

unde Δ'_u și δ'_u sînt valorile marginale admise ale erorilor din clasa de precizie dată. Avînd în vedere proprietățile de bază ale transformatorului de tensiune, eroarea

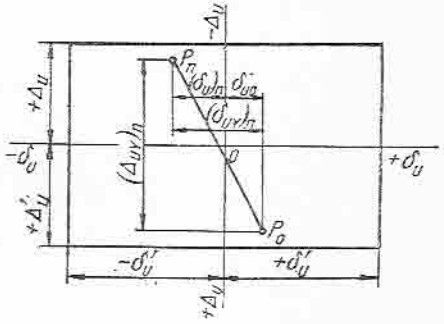


Fig. 10.25. Deducerea condițiilor de bază pentru alegerea transformatoarelor de tensiune (cu folosirea totală a corecției de înfășurare).

de tensiune determinată de sarcină este factorul limitativ, preponderent în relația (10.209), în timp ce eroarea de unghi determinată de aceeași sarcină nu se manifestă. După introducerea gradelor de siguranță funcțională alese λ_Δ și λ_δ (care se aleg de obicei $\lambda_\Delta = (1{,}2—1{,}35)$; $\lambda_\delta \approx 1{,}5$ pentru transformatorul de tensiune

cu circuitul magnetic închis și $\lambda_\delta \approx 1{,}2$ pentru transformatorul de tensiune cu miez tip bară), relațiile (10.208) și (10.209) se scriu în forma

$$| r_1 y_0 (\sin \varphi_0 - \operatorname{tg} \varphi_{k1} \cos \varphi_0) | = \frac{0{,}29 \cdot 10^3}{\lambda_\delta} \delta'_u \ [\Omega, \text{ S}; ']; \qquad (10.210)$$

$$(r_1 + r_2)\, y\, (\cos \varphi_n + \operatorname{tg} \varphi_k \sin \varphi_n) = \frac{2 \cdot 10^{-2}}{\lambda_\Delta} \Delta'_u \ [\Omega, \text{ S}; \%], \qquad (10.211)$$

sau

$$x_\sigma y\, (\sin \varphi_n + \operatorname{cotg} \varphi_k \cos \varphi_n) = \frac{2 \cdot 10^{-2}}{\lambda_\Delta} \Delta'_u \ [\Omega, \text{ S}; \%]. \qquad (10.212)$$

Diferența funcțiilor goniometrice $g_\delta = \sin \varphi_0 - \operatorname{tg} \varphi_{k1} \cdot \cos \varphi_0$ din paranteza relației (10.210) se poate presupune, într-o primă aproximare, $g_\delta = 0$ pentru circuitul magnetic realizat din tablă orientată ($\varphi_0 = 50°$), sau $g_\delta = 0{,}5$ pentru circuitul magnetic realizat din tablă laminată la cald ($\varphi_0 = 70°$) și $g_\delta = 1$ pentru miezul tip bară ($\varphi_0 = 90°$). Cu această simplificare, relația (10.210) se poate scrie într-o primă variantă

$$| r_1\ y_0\ g_\delta\ \lambda_\delta\ | = 0{,}29 \cdot 10^{-3}\ \delta'_u \quad [\Omega, \text{ S}; ']. \qquad (10.213)$$

Conform fig. 10.26, în prima aproximare se poate presupune $g_\Delta = \sin \varphi_n + \operatorname{cotg} \varphi_k \cos \varphi_n \approx 1\frac{1}{2}$ [10.33] și cu aceasta relația (10.212) trece în forma

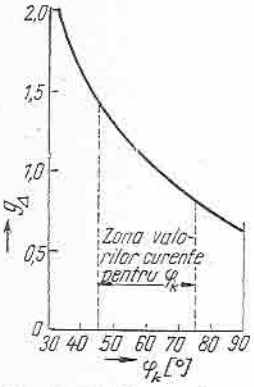


Fig. 10.26. Factorul g_Δ, funcție de unghiul φ_k pentru $\varphi_n = 37°$.

$$x_\sigma\ y\lambda_\Delta = 2 \cdot 10^{-2}\ \Delta'_u \ [\Omega, \text{ S}; \%]. \qquad (10.214)$$

Sistemul de ecuații (10.213) și (10.214) poate fi rezolvat prin cîteva metode, după ce mai întîi au fost introduse în ele expresiile elementare pentru r_1, y_0 și x_σ [relațiile (10.1), (10.21), (10.10) și (3.110b)] și relațiile aproximative $O_{m1} = \pi D \alpha_1$ în relația (10.2) și $O_m = \pi\ D\alpha$ în relația (10.10). De aici rezultă legătura dintre diametrul cercului circumscris miezului, înălțimea înfășurării h, lungimea medie a circuitului magnetic și inducția B_n, eventual și numărul de spire N_1. Secțiunea conductorului în înfășurare se determină, în primă aproximare, din densitatea de curent, dată de limita de încălzire.

Prin modificarea relației (10.210) *rezultă* [10.33] (10.33)

$$N_1 D = \frac{3100\ \rho \alpha_1\ l_m\ g_\delta \lambda_\delta}{f \mu_{tn} S_{c1}\ \delta'_u\ \varkappa_{Fe}} = C_1\ l_m \ [\text{m}], \qquad (10.215)$$

$$\text{unde: } C_1 = \frac{3100\ \rho \alpha_1\ g_\delta\ \lambda_\delta}{f\ \mu_{tn}\ S_{c1}\ \delta'_u\ \varkappa_{Fe}} \ [\Omega \text{ mm}^2/\text{m}, \text{ Hz}, \text{ H/m}, \text{ mm}^2, '], \qquad (10.216)$$

și în care se poate înlocui $\mu_{tn} = B_n / a_{\delta n}$ pentru materialul magnetic dat. În continuare, prin înlocuirea lui y, rezultă

$$x_\sigma\ y = 7{,}9 \cdot 10^{-6}\ f\pi\ D\alpha\ \frac{\delta_r}{h} K_R \frac{I_{1n}}{U_{1n}} N_1^2. \qquad (10.217)$$

Rezolvînd această ecuație împreună cu (10.215) în raport cu $N_1 D$, rezultă

$$D = \frac{24{,}8 \cdot 10^{-6} f \alpha \, \delta_r K_R C_1^2 l_m^2 I_{1n}}{x_\sigma \, y h \, U_{1n}} = C_2 \, C_1^2 \, l_m^2 \text{ [m]}, \tag{10.218}$$

$$\text{unde: } C_2 = \frac{24{,}8 \, f \alpha \delta_r \, K_R I_{1n}}{x_\sigma \, y \, h U_{1n}} \left[\frac{1}{\text{m}} \text{ ; Hz, m, A, } \Omega, \text{ S, V}\right]. \tag{10.219}$$

Inițial lățimea înfășurării se apreciază, canalul δ dintre înfășurări este dat de concepția transformatorului și de nivelul nominal de izolație; de aci se poate stabili, într-o primă apreciere, $x_\sigma \, y$. Factorii

$$\alpha = 1 + \frac{2 \, b_3 + \delta}{D} \tag{10.220}$$

și

$$\alpha_1 = 1 + \frac{2(b_1 + b_2) + \delta}{D} \tag{10.221}$$

se calculează din mărimile apreciate b_1, b_2, D și cea dată δ.

Apoi, din relația (10.217) se calculează D și din aceasta împreună cu (10.21) se determină N_1; cu ajutorul factorilor $\varkappa_{inf1}$, $\varkappa_{inf2}$ și al secțiunilor alese pentru conductoarele ambelor înfășurări, se stabilesc mai precis dimensiunile geometrice ale înfășurării și se repetă toată metodologia, pînă se ajunge la rezultate satisfăcătoare.

Printr-o altă modificare a relației (10.210) *rezultă*

$$\frac{\rho \pi D \, \alpha_1 l_m \, \lambda_\delta g_\delta \, B_n}{S_{c1} \, U_{1n} \, \mu_{in}} = 0{,}29 \cdot 10^{-3} \delta_u' \tag{10.222}$$

sau

$$D = C_3 \frac{1}{l_m} \text{ [m]}, \tag{10.223}$$

$$\text{unde: } C_3 = \frac{0{,}29 \cdot 10^{-3} \delta_u' S_{c1} \, \mu_{in}}{\rho \pi \, \alpha_1 \, \lambda_\delta g_\delta \, B_n} \text{ [m}^2\text{; ', mm}^2\text{, V, H/m, } \Omega\text{, mm}^2\text{/m, T]} \tag{10.224}$$

și relația (10.214) se poate transcrie în forma

$$D = \frac{810 \, h \, U_{1n}}{f \alpha \, \delta_r K_R I_{1n} N_1^2} \cdot \frac{\Delta_u'}{\lambda_\Delta} = C_4 \, h \text{ [m]}, \tag{10.225}$$

$$\text{unde: } C_4 = \frac{810 \, \Delta_u' U_{1n}}{f \alpha \delta_r \, K_R \, I_{1n} \, N_1^2} \text{ [\%, V, Hz, m, A]}. \tag{10.226}$$

Rezolvînd sistemul de ecuații (10.223) și (10.225) în raport cu l_m, h și N_1, se găsește valoarea optimă a lui D, pentru care se face alegerea detaliată a circuitului magnetic și a înfășurării.

Se atrage atenția că în timp ce factorii $1/C_2$ și C_3 au dimensiunea unei lungimi sau a unei suprafețe, factorii C_1 și C_4 sînt fără dimensiuni, astfel că relațiile

(10.215) şi (10.225) sînt simultan, în adevăratul sens al cuvîntului, ecuaţii fizice similare, ceea ce poate fi util în compararea diferitelor soluţii în studii experimentale pe modele etc.

În continuare, metodologia de stabilire a soluţiilor impune mai întîi cercetarea repartiţiei tensiunii (de frecvenţă industrială şi de impuls) în înfăşurare şi solicitarea dielectrică determinată de această tensiune a izolaţiei principale şi a izolaţiei longitudinale a fiecărei înfăşurări (v. cap. 4), precum şi verificarea mărimilor reale ale erorilor de unghi şi de curent, conform subcap. 10.8. După obţinerea rezultatelor se stabileşte soluţia finală.

Erorile la mersul în gol trebuie să fie stabilite nu numai pentru tensiunea nominală ci şi pentru ambele valori marginale ale tensiunii din zona de măsură U_{min} şi U_{max} (conform STAS 4323-62 [N 1], acestea sînt 0,8 şi 1,2 U_n).

Satisfacerea condiţiilor de funcţionare la putere maximă se verifică cu relaţiile (3.155) şi (3.156).

10.10. Rezolvarea temei de calcul cu ajutorul diagramei complexe a erorilor

Deoarece erorile transformatorului de tensiune depind liniar de sarcină, iar tensiunea influenţează erorile în măsură mult mai mică, diagrama complexă a erorilor are o importanţă mult mai redusă decît la transformatoarele de curent; totuşi se poate întîmpla ca aceasta să fie un auxiliar preţios celui ce calculează. Cîteva posibilităţi de folosire a ei au fost indicate în subcap. 3.12—3.14. Acestea sînt: cercetarea dependenţei erorilor de variaţia sarcinii (fig. 3.63, *a*), de variaţia tensiunii (fig. 3.64, *a*) şi de variaţia unghiului φ (fig. 3.66), precum şi stabilirea corecţiei de înfăşurare necesare (fig. 3.69, *e*).

Conform fig. 3.66 şi subcap. 3.13, la variaţia unghiului φ se roteşte toată izopleta $U = \text{const}$ în jurul punctului său P_0, în sensul acelor ceasornicului, cu un unghi egal cu diferenţa dintre noul unghi şi cel iniţial.

Conform relaţiei (3.119) şi subcap. 3.14, izopleta $Y = \text{const}$. este o parte din curba complexă de magnetizare la o anumită scară, cu ajutorul căreia se poate construi grafic un segment al curbei complexe de magnetizare, aşa cum a fost deja descris în subcap. 10.6 şi fig. 10.18. Pentru un domeniu restrîns de tensiune (0,85—1,15) U_n, conform ČSN 35 1360 [N 1] sau (0,8—1,2) U_n conform CEI [3.53], izopleta $Y = \text{const}$ corespunde numai unui mic segment de curbă complexă de magnetizare. Din motivele prezentate, această metodă grafică nu are o importanţă atît de mare ca la transformatoarele de curent.

Dacă sînt cunoscut cerorile de tensiune şi de unghi pentru două valori ale sarcinii, precum şi factorul de putere al sarcinii (şi cu aceasta şi unghiurile φ şi φ_k), se poate construi deasupra izopletei $U = \text{const}$ un triunghi dreptunghi, ale cărui laturi sînt proporţionale cu $(r_1 + r_2)\, y$ şi $x_\sigma\, y$ (fig. 3.60 şi 10.23). În diagrama complexă a erorilor ambele componente ale impedanţei de scurtcircuit se măsoară în valoare relativă sau în procente. Împărţind această valoare cu sarcina raportată la numărul de spire y, rezultă valorile specifice raportate la numărul de spire

$(r_1 + r_2)$ și x_σ, în ohmi. Dacă valorile măsurate ale impedanței de scurtcircuit se împart la sarcina Y, rezultă componentele impedanței de scurtcircuit raportate la numărul de spire ale înfășurării secundare, tot în ohmi.

Dacă circuitul magnetic rămîne neschimbat, ca și numărul de spire, dar se modifică rezistențele înfășurărilor și reactanța de scăpări, prin modificarea repartizării geometrice a înfășurării (de exemplu prin schimbarea lățimii canalului de dispersie dintre înfășurări sau prin schimbarea lungimii axiale a înfășurării h), punctul P_0 se deplasează în diagrama complexă a erorilor și ambele catete ale triunghiului dreptunghic de deasupra ipotenuzei $\overline{P_0\,P}$ își schimbă lungimile în raportul valorilor noi față de cele vechi, iar prin aceasta, izopleta $U = \text{const}$ își schimbă poziția, direcția și scara (fig. 10.27, *a*).

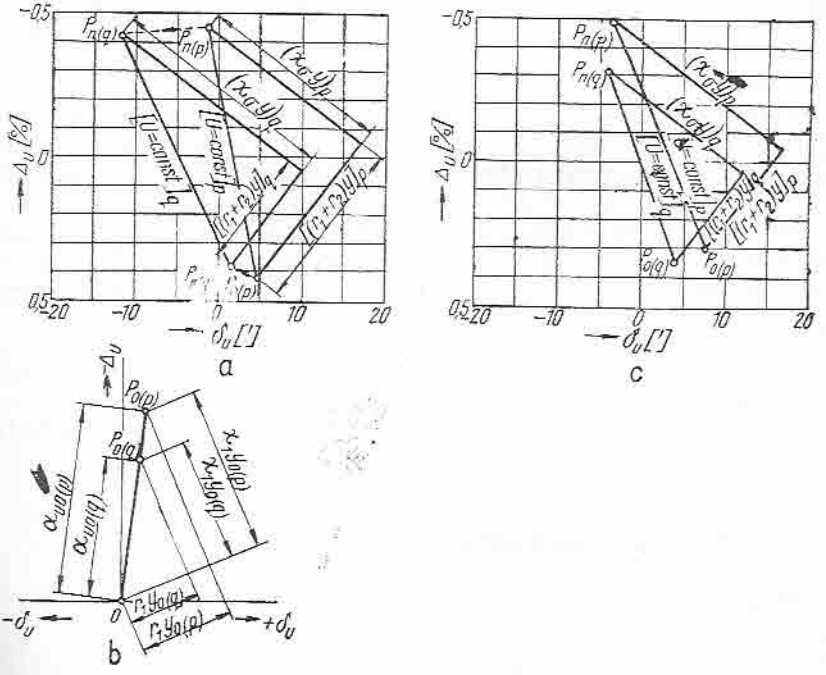


Fig. 10.27. Folosirea diagramei complexe a erorilor transformatorului de tensiune în rezolvarea problemelor de calcul:

a — variația rezistențelor înfășurării și a reactanței de scăpări, datorită modificării repartiției geometrice a înfășurării; *b* — variația dimensiunilor circuitului magnetic; *c* — variația numărului de spire în raportul $N_Q : N_P \approx 0{,}9$; (fig. 10.27, *a* și *c* sînt desenate după corecția de înfășurare).

Variația lungimii medii a circuitului magnetic, dacă rămîn neschimbate repartiția geometrică a înfășurării și dimensiunile ei, determină numai variația erorii de transformare a tensiunii la mersul în gol și, conform relației (3.118) și (3.119),

$$\frac{\alpha_{u0}(q)}{\alpha_{u0}(p)} = \frac{l_m(q)}{l_m(p)}. \tag{10.227}$$

Dacă variază secţiunea miezului fără a se modifica numărul de spire atunci, conform aceleiaşi relaţii,

$$\frac{\alpha_{u0(q)}}{\alpha_{u0(p)}} = \frac{\mu_{t(p)}\ S_{c(p)}}{\mu_{t(q)}\ S_{c(q)}} \approx \frac{S_{c(p)}}{S_{c(q)}} \tag{10.228}$$

deoarece la variaţii mici ale lui S_c se poate considera $\mu_t \approx$ const. În ambele cazuri este suficient a prelungi sau a scurta fazorii α_{u0}, în raportul valorilor iniţiale faţă de cele noi ale lui l_m sau S_c (fig. 10.27, *b*).

Dacă simultan se mai schimbă şi o mărime care influenţează impedanţa de scurtcircuit $z_1 + z_2$, trebuie avută în vedere întreaga complexitate a problemei.

Dacă circuitul magnetic şi repartiţia ambelor înfăşurări rămîn nemodificate, dar variază numărul de spire ale ambelor înfăşurări şi cu aceasta şi inducţia în miez, relaţiile sînt mai complicate. O dată cu aceasta variază eroarea de transformare a tensiunii la mers în gol conform relaţiei (3.119), precum şi eroarea de transformare a tensiunii determinată de sarcină. O dată cu variaţia fazorului $\mu_t = f(B_{max})$, în cadrul diagramei complexe a erorilor se deplasează şi punctul P_0, iar noua lui poziţie este mai bine să fie calculată din ecuaţiile respective decît să fie determinată prin construcţii grafice. Dacă nu se ţine seama de variaţia diametrelor medii ale înfăşurării, care se poate neglija, atunci lungimea fazorului $(r_1 + r_2)\ y$ variază proporţional cu numărul de spire; lungimea fazorului $x_\sigma\ y$ este proporţională cu pătratul numărului de spire, dacă se neglijează şi influenţa pe care variaţia dimensiunilor înfăşurării o are asupra lui x_σ (de obicei această neglijare este posibilă) (fig. 10.27, *c*).

În cazul proiectării instalaţiilor cu transformatoare de tensiune, este deseori necesar să se determine căderea de tensiune Δ_R, admisă pe rezistenţa activă a conductoarelor de legătură dintre bornele secundare ale transformatorului de tensiune şi aparatele alimentate din camera de comandă. Rezolvarea acestei probleme în diagrama complexă a erorilor este dată în § 12.8.1 şi în fig. 12.23.

10.11. Exemple de calcul

10.11.1. Transformatorul de tensiune monopolar izolat la 110 kV, cu miez tip bară

Caracteristicile acestui transformator sînt: raportul nominal de transformare $\frac{110\,000/\sqrt{3}}{100/\sqrt{3}}$ V, 240 VA, Cl 0,5,50 Hz, destinat unui sistem cu punct neutru legat direct la pămînt (cu izolaţie degresivă), a cărui schiţă de ansamblu este dată în fig. 3.77.

Într-o primă aproximare se alege lungimea miezului după lungimea minimă a izolatorului, care pentru 110 kV este de circa 1,1 m. De aici $l_c = 0{,}7$ m, $h = 0{,}45$ m; se aproximează $\varkappa_{Fe} = 0{,}75$, $\alpha_1 = 2{,}4$, $\alpha = 1{,}8$, $\delta_r = 0{,}05$ m, $K_R = 0{,}95$. Se alege $S_{c1} = 0{,}05$ mm^2 (Cu), iar din construcţii similare se aproximează pentru început $D = 0{,}07$ m, $D_i = 0{,}08$ m. De aici rezultă h: $D = 6{,}4$, Di: $D = 1{,}15$, $(l_c - h) = 0{,}25$ m şi $(l_c - h)/D = 3{,}57$; $I_{1n} = 3{,}78 \cdot 10^{-3}$ A.

Din relația (10.24) rezultă $k_1 = 3{,}78$, din graficul 10.6 se ia $k_2 = 0{,}75$, iar conform relației (10.23) rezultă

$$l_m = l'_s = 0{,}44 \frac{0{,}07^2}{0{,}08 \cdot 0{,}75 \cdot 3{,}78} = = 9{,}5 \cdot 10^{-3}\text{m}.$$

În continuare ($\mu_t = \mu_0 \sqrt{2} = 4\pi\sqrt{2} \cdot 10^{-7}$ H/m), conform relației (10.216) și (10.219),

$$C_1 = 2{,}36 \cdot 10^6;\ C_2 = 1{,}41 \cdot 10^{10}$$

și conform acestora, din relația (10.218) rezultă că $D = 0{,}071$ m; l rămîne valoarea adoptată inițial pentru $D = 0{,}07$ m, din care $S_c = 29 \cdot 10^{-4}$ m². Cu relația (10.215) se determină $N_1 = 315\,000$ spire, iar din raportul nominal de transformare rezultă $N_2 = 286$ de spire (fără corecție de înfășurare). Inducția nominală în miez, conform relației (10.207), este $B_n = 0{,}315$ T.

Alegerea soluțiilor constructive (conform relațiilor din subcap. 10.1 și 10.9).

Pentru înfășurarea secundară se alege sîrma rotundă de ∅ 1,6/1,8 mm de secțiune $S_{c2} = 2{,}02$ mm², izolată cu strat dublu de bumbac, de unde $\varkappa_{inf2} = 0{,}6$. Conductorul primar, cu secțiunea $S_{c1} = 0{,}05$ mm² și ∅ 0,25/0,35 mm, este izolat cu email avînd $\varkappa_{inf1} = 0{,}35$. De aici rezultă:

$b_2 = 286 \cdot 2{,}02/450 \cdot 0{,}6 \approx 2{,}2$ mm; se va considera $b_2 = 4$ mm;

$b_1 = 315\,000 \cdot 0{,}05/450 \cdot 0{,}35 = 100$ mm;

$\delta = 20$ mm (izolația principală este din hîrtie de celuloză);

$$\delta_r = \frac{1}{3}(100 + 4) + 20 \approx 55 \text{ mm};$$

$D_k = 70 + 10 + 2 + 20 = 108$ mm; $\alpha = 108/70 = 1{,}54$;

$D_{m1} = 108 + 20 + 100 = 228$ mm; $\alpha_1 = 3{,}26$;

$$K_R = 1 - \frac{328 - 80}{2\pi \cdot 450} = 0{,}91;$$

$$r_1 = \frac{\pi \cdot 0{,}07 \cdot 3{,}26}{57 \cdot 0{,}05 \cdot 315\,000} = 0{,}87 \cdot 10^{-6}\ \Omega/\text{spiră};$$

$$y_0 = \frac{0{,}95 \cdot 10^{-2}}{4{,}44 \cdot 50 \cdot 4\pi\sqrt{2} \cdot 10^{-7} \cdot 29 \cdot 10^{-4}} = 8{,}3 \cdot 10^3\ \text{S} \cdot \text{spiră};$$

$\delta_{u0} = 3440 \cdot 0{,}87 \cdot 10^{-6} \cdot 8{,}3\ 10^3 = 25'$; nu corespunde;

$$x_\sigma = 7{,}9 \cdot 10^{-6} \cdot 50\,\pi \cdot 105 \frac{56}{450} \cdot 0{,}91 = 14{,}5 \cdot 10^{-6}\ \Omega/\text{spiră};$$

$y = 5{,}9 \cdot 10^3$ S · spiră; $g_\Delta = 1$;

$\Delta_{uY} = 14{,}5 \cdot 10^{-4} \cdot 5{,}9 \cdot 10^3 \cdot 100 = 0{,}85\%$; corespunde.

Deoarece prima variantă nu a corespuns din punctul de vedere al erorii de unghi la mersul în gol, trebuie să se aplice compensarea erorii de unghi (conform fig.3.79), sau să se repete calculul cu valori inițiale modificate, pînă cînd se obține o rezolvare satisfăcătoare. Apoi se face calculul detaliat și verificarea lui în mod similar ca la transformatoarele de putere.

D. Folosirea calculatoarelor electronice

10.12. Metoda de lucru la calculatorul electronic [10.51 și 10.53]

Pentru problema de rezolvat se alcătuiește mai întîi așa-numita schemă bloc, adică înregistrarea grafică — schematică, a operațiilor aritmetice și logice sau a grupelor lor (fig. 10.28). Operațiile aritmetice sînt înregistrate pe etichete dreptunghiulare, iar operațiile logice pe etichete ovale. După schema bloc se alcătuiește programul special de calcul (în cod de mașină sau în cod automat); programul în cod automat trebuie mai întîi transformat, cu ajutorul unui program special auxiliar, în cod de mașină. În calculatorul automat se introduce mai întîi programul în cod de mașină (bandă perforată, placă perforată, bandă magnetică etc.), după care, prin același procedeu, se introduc datele de intrare ale temei concrete, rînduite într-o ordine fixă, conform programului. Apoi se pune în funcțiune calculatorul și totul decurge automat pînă la obținerea rezultatelor, care sînt înregistrate direct sau pe bandă perforată, uneori pe foi, de pe care datele se pot reproduce la mașina de scris cu ajutorul teleimprimatorului.

10.13. Probleme rezolvate la calculatorul electronic

Dintre problemele de calcul ale transformatoarelor de măsură, sînt indicate a fi rezolvate pe calculatorul electronic acelea care prezintă un volum mare de lucru, sau sînt complicate și greoaie din punct de vedere matematic. Aceste probleme sînt indicate mai jos.

1. *Calculul eforturilor electrodinamice în înfășurări.* Pentru transformatoarele de putere, acesta a constituit una din primele probleme rezolvate pe calculatorul automat [10.51]. Calculatorul electronic permite o analiză foarte amănunțită a alurii ambelor componente ale forței, a solicitării înfășurării, a garniturilor, a construcției de strîngere, a influenței fixării nesimetrice a înfășurării, a conexiunilor etc., în timp ce calculatorul uman trebuia să se mulțumească cu un calcul aproximativ, după relații simple și puțin precise (v. cap. 5 [5.5].)

2. *Fenomenele de impuls în înfășurările tip bobină* (mai ales la transformatoarele de tensiune). Rezolvarea acestei probleme este asemănătoare cu cea de la transformatoarele de putere [10.54, 10.55, 10.56, 10.57 și 10.62]; precizia rezul-

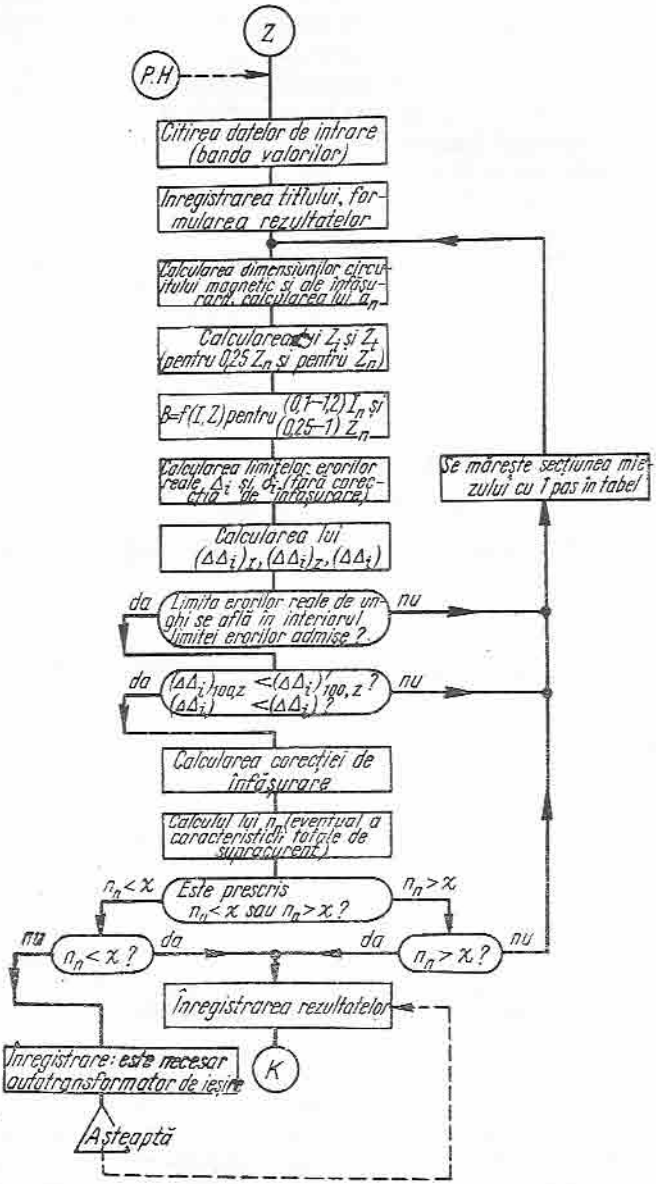


Fig. 10.28. Schema bloc de calcul a transformatorului de curent la calculatorul electronic:

Z — începutul calculului; *P*, *H* — banda valorilor (datele de intrare); *K* — sfîrșitul calculului (stop). Cu linie plină s-a prezentat mersul calculului comandat cu program, iar cu linie întreruptă s-a indicat mersul calculului comandat de către operator, de la pupitrul de comandă.

tatelor depinde însă de corectitudinea cu care au fost determinate capacităţile parţiale şi inductanţele înfăşurărilor.

3. *Calculul cîmpurilor electrice şi magnetice.* Pentru calculatorul automat este avantajoasă, de exemplu, metoda reţelei de potenţiale (v. subcap. 4.3). Programul este foarte simplu, însă calculatorul necesită o capacitate mare de memorie, pentru ca reţeaua să se poată alege destul de fină.

4. *Calcularea limitelor erorilor reale şi a caracteristicilor de supracurent.* Calculatorul poate rezolva această sarcină foarte repede, după un program simplificat. Folosirea lui este avantajoasă mai ales atunci cînd se cere un număr mare de variante (de exemplu pentru diferite sarcini, pentru diferiţi factori de putere secundari, rezolvarea pentru cîteva clase de precizie, pentru miezul combinat în diferite raporturi etc.). Caracteristicile magnetului se programează fie liniar (calculatorul interpolează liniar, sau după altă regulă, valorile date în tabel), fie se aproximează cu o funcţie potrivită (de exemplu cu un polinom de ordin superior [10.58]).

Exemplele prezentate nu epuizează problemele; alte probleme se pot referi la încălzire (de exemplu fenomenele termice tranzitorii), ionizare etc.

10.14. Calculul transformatorului de măsură cu ajutorul calculatorului electronic

Ţinînd seamă de complexitatea caracteristicilor impuse, calcularea completă a transformatorului de măsură cu ajutorul calculatorului automat nu este posibilă [10.52 şi 10.59]. Metoda de calcul aleasă nu dă rezultate satisfăcătoare în cazul exemplului prezentat în fig. 10.28. Exemplul este mult simplificat şi destinat numai stabilirii dimensiunilor principale ale elementelor active.

Pentru calcul sînt impuse caracteristicile funcţionale cerute, adică: puterea nominală P_n, clasa de precizie şi coeficientul de saturaţie n, apoi tensiunea magnetomotoare nominală F_n, coeficientul termic K_t, materialul circuitului magnetic, forma circuitului magnetic şi distanţele de izolaţie, eventual şi alte date (tabelul secţiunilor standardizate ale miezurilor şi ale conductoarelor, cerinţele pentru caracteristica de supracurent etc.). După introducerea programului se porneşte calculatorul de la pupitrul de comandă, prin citirea datelor de intrare (de pe banda pe care ele sînt perforate), şi apoi calcularea se desfăşoară de la sine, după program.

După calcularea mărimilor de bază (dimensiunile circuitului magnetic, a_n, Z_i, Z_t şi $B_{max} = f(I, Z_t)$, se calculează limitele erorilor reale de curent şi de tensiune şi ecartul erorii de curent necesar pentru continuarea calculului. În fig.10.28 sînt indicate, pentru simplitate, numai două blocuri de rezolvare, şi anume pentru accesul erorii de unghi şi al ecartului erorii de curent, care în caz pozitiv permit continuarea calculării, în caz negativ conduc la modificarea secţiunii miezului şi la repetarea calculului de la început. În realitate, această parte a calculului este mult mai complicată şi conţine un număr mare de blocuri de rezolvare; de exemplu, trebuie rezolvat cazul cînd eroarea de unghi trebuie să fie corectată nu prin

modificarea secțiunii miezului, ci prin modificarea sarcinii interioare sau prin sarcină suplimentară. Dacă erorile de unghi și ecartul erorilor de curent sînt corespunzătoare, calcularea se continuă cu corecția de înfășurare și cu stabilirea lui n_n, eventual a întregii caracterstici de supracurent, pînă la o anumită valoare I_1/I_{1n} sau Δ_i (ceea ce trebuie să fie dat într-o anumită formă în banda valorilor). Dacă este prescris $n > x$ și soluția nu corespunde, se ajustează secțiunea miezului și tot calculul se reface; dacă este prescris $n < x$ și soluția nu este satisfăcătoare, calculatorul afișează cea mai mică valoare pentru n, precum și textul: *este necesar autotransformator de ieșire*; continuarea operației este notată în schema de blocaj cu un triunghi în care este înscris *așteaptă*. În acest loc, calculul se oprește și continuarea este posibilă numai prin intervenție de la pupitrul de comandă. Prin aceasta se poate continua afișarea rezultatelor, în acest caz din părțile nesatisfăcătoare — indicate punctat în schemă, sau printr-o altă metodă, de exemplu introducerea unei noi benzi cu valori etc. În cazul cînd calculatorul a obținut o rezolvare satisfăcătoare, afișează rezultatele în formă de tabel, care conține, în afară de valorile date, toate mărimile calculate, adică dimensiunile circuitului magnetic, curent și erorile dimensiunile conductoarelor, repartiția înfășurării, rezistența înfășurării, erorile de unghi în punctele de la marginea limitei erorilor reale, n real, greutățile, eventual și alte date, după cum a fost prescris programul.

Printr-un procedeu asemănător se alcătuiește și programul pentru calculul transformatorului de tensiune. Programul de calcul al transformatorului de curent și al transformatorului de tensiune se simplifică mult, dacă ne limităm la un anumit tip constructiv. De exemplu, se alcătuiește un program independent pentru transformatoarele de curent cu miez toroidal, un alt program independent pentru transformatoarele de curent cu bobine cilindrice coaxiale și altele; la fel și pentru transformatoarele de tensiune cu circuit magnetic închis, programul de calcul va fi diferit față de cel al transformatoarelor cu miez tip bară. Universalitatea programului determină o folosire greoaie a acestuia, dificultăți în ceea ce privește capacitatea limitată a memoriei calculatorului și greutăți în alcătuirea temelor concrete (umplerea bandei de valori). De aceea, în locul unui program universal, este mai avantajos a se stabili cîteva programe simple, asemănătoare, fiecare dintre ele fiind limitat la o anumită construcție.

Forma superioară de utilizare a calculatorului automat, cînd calculează întregul transformator de măsură, este optimizarea rezultatelor. Optimizarea constă în aceea că, prin metoda mai sus prezentată, calculatorul calculează cîteva variante care i-au fost date, sau care și le deduce singur din program după singura variantă dată (de exemplu prin creșterea unor mărimi date cu pasuri prescrise), și rezultatele lor le compară după criteriile date; aceste criterii sînt: economicitatea soluției (consumul minim de material), mărimea unei dimensiuni oarecare etc. Prin comparație se alege varianta optimă și se afișează rezultatele, restul se păstrează în memorie și se afișează, la comandă, sau se scot din memorie. Programul de optimizare pe calculator nu este cu mult mai complicat decît programul simplu de calcul, el necesită însă o capacitate mare de memorare din partea calculatorului.

De aceea, la calculatoarele cu capacitate mică de memorare, această sarcină dispune, programatorul fiind cel care alcătuieşte o serie de teme simple şi face optimizarea lor, comparînd rezultatele afişate separat.

Volumul redus al acestui capitol nu permite epuizarea temei date; în plus, folosirea calculatoarelor electronice în tehnică în general şi în electrotehnică în special este într-o continuă dezvoltare, (ceea ce necesită urmărirea continuă a literaturii de specialitate [10.60].

11 Încercări

11.1. Verificarea polarității

În timpul construcției transformatoarelor de măsură, al montării și al exploatării, trebuie respectate notațiile bornelor primare și secundare (v. subcap. 7.2). Notarea lor corectă se verifică prin încercarea polarității (fig. 11.1).

Aparatul de verificat se leagă cu bornele lui la bornele cu același simbol al transformatorului de verificat T. După ce comutatorul S_1 a fost pus în poziția *1*, prin apăsarea butonului S_3, curentul continuu trece de la bateria B prin înfășurarea primară a transformatorului și prin galvanometrul G, care are nulul la mijlocul scării. Astfel, acul indicator al galvanometrului deviază, stabilindu-se la o anumită diviziune. Prin așezarea comutatorului S_1 în poziția *2*, galvanometrul se leagă la bornele secundare ale transformatorului, iar prin apăsarea butonului S_3, acul indicator al galvanometrului deviază pentru un timp scurt. Dacă notarea bornelor este corectă, devierea acului indicator are loc în același sens, în ambele cazuri. Prin întreruperea circuitului cu ajutorul butonului S_3, acul indicator al galvanometrului deviază, pentru scurt timp, în celălalt sens. Amplitudinea devierii galvanometrului poate fi modificată cu ajutorul comutatorului de sensibilitate, S_2.

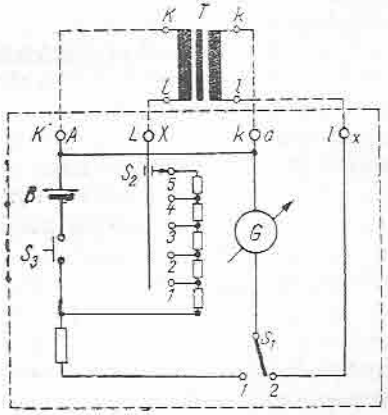


Fig. 11.1. Schema legăturilor pentru verificarea polarității transformatoarelor de măsură (Metra Blansko).

Notarea bornelor transformatoarelor de măsură se poate verifica și prin alte procedee echivalente. De exemplu, transformatorul de tensiune se leagă cu bornele primare la o sursă de tensiune joasă. Borna secundară a se leagă cu borna primară X. În acest fel realizăm un autotransformator. Dacă tensiunea măsurată între bornele A și x este mai mare decît între bornele A și X, atunci notația bornelor este corectă.

În mod asemănător se procedează și la transformatoarele de curent. De obicei, transformatorul se alimentează de la o sursă secundară. Pentru transformatoarele tip bară, această metodă de verificare nu este adecvată, în special pentru curenți mari, deoarece nu se poate stabili creștrea tensiunii datorită unei singure spire a înfășurării primare. În aceste cazuri, polaritatea se stabilește după sensul înfășurării.

Pentru determinarea polarității se mai poate utiliza și puntea de măsurare a rezistențelor, cu galvanometru și baterie, care se leagă ca în fig. 11.1.

Polaritatea corectă mai este necesară și la măsurarea erorilor, ceea ce se face cu ajutorul indicatorului de polaritate, cu care este dotată fiecare instalație de măsurare a erorilor. În cazul în care polaritatea este necorespunzătoare, indicatorul aparatului deviază.

11.2. Verificarea clasei de precizie

În timpul verificării clasei de precizie se stabilește dacă în domeniul prescris, erorile reale ale transformatorului de măsură nu depășesc limitele clasei respective de precizie, adică se verifică dacă limita erorilor reale este situată în interiorul limitei erorilor admisibile.

La transformatoarele de curent cu mai multe înfășurări, verificarea preciziei se face separat pentru fiecare înfășurare, deoarece sarcina celorlalte înfășurări secundare nu influențează precizia de măsurare. Pentru siguranță este necesar ca bornele secundare să fie scurtcircuitate, deoarece, dacă rămîn deschise, apare în circuit tensiune înaltă (§ 12.13.1). Pentru transformatoarele în cascadă sau cu transformator auxiliar, la care sarcinile înfășurărilor secundare influențează reciproc precizia lor, este necesară efectuarea măsurării preciziei în condițiile care pot avea loc în timpul exploatării. De exemplu, verificarea clasei de precizie la bornele $1k$—$1l$ pentru sarcina de 0,25 P_n se face după ce, în prealabil, celelalte borne secundare au fost scurtcircuitate. Pentru sarcina nominală P_n se încarcă și celelalte înfășurări ale circuitelor secundare la sarcina nominală.

Prima verificare a clasei de precizie se face, de obicei, cînd aparatul este parțial montat. Pe baza valorilor măsurate se determină ajustările suplimentare și se execută corecția de înfășurare. La terminarea montării se verifică precizia transformatorului în această situație. Pentru transformatoarele de măsură care alimentează circuite de măsurare și servesc la contorizarea energiei electrice, este necesară verificarea și sigilarea de către organele de metrologie. În România, această verificare a preciziei este efectuată de către Direcția Generală de Metrologie, care reprezintă organul oficial pentru verificarea și marcarea legală. Aceste verificări trebuie repetate la termenul scadent, stabilit de Metrologie.

La crearea de noi tipuri de transformatoare de măsură, precizia se măsoară pe modelele acestor tipuri și rezultatele măsurărilor servesc ca bază pentru stabilirea noii construcții. Totodată se fac și diferite cercetări privind legăturile artificiale și premagnetizarea.

Pentru punerea în sarcină a transformatoarelor de măsură în timpul verificării clasei de precizie, se folosește un set de impedanțe, constituite din rezistențe active și bobine de reactanță, al căror raport este ales în așa fel, încît factorul de putere secundar al circuitului să aibă valoarea nominală $\cos \varphi_n = 0{,}8$. Pentru sarcini foarte mici se admite un $\cos \varphi_n = 1$. În timpul verificării clasei de precizie trebuie să se țină seama de sarcinile auxiliare care influențează consumul instalațiilor de măsurare și de conductoarele de alimentare de la transformator la instalația de măsurare. Sarcina la care se leagă transformatorul de curent se numește sarcină de curent. Sarcina pentru transformatorul de tensiune se numește sarcină de tensiune. Treptele sarcinii sînt stabilite și notate în volt-amperi pentru o anumită mărime secundară nominală (curent sau tensiune). La instalațiile vechi, treptele sarcinii sînt notate în ohmi.

Pentru verificarea erorilor la transformatoarele de măsură, au fost propuse o serie de metode de încercare și de instalații de măsurare, care diferă una de alta ca principiu, realizare și precizie.

Cea mai simplă metodă pentru stabilirea raportului de transformare al transformatorului de măsură, și prin aceasta și a erorilor lui, este măsurarea mărimilor primare și compararea valorilor lor cu cele ale mărimilor secundare măsurate. În acest scop, transformatorul de încercat este supus la sarcina respectivă. Curentul și tensiunea secundară se măsoară cu un ampermetru și cu un voltmetru. Valorile pentru înfășurarea primară se stabilesc cu ajutorul unui alt transformator de măsură, care are tensiunea sau curentul cunoscute și la al cărui secundar este conectat aparatul de măsurat respectiv.

Cu ajutorul valorilor mărimilor primare și secundare măsurate, se determină raportul de transformare al transformatorului, se compară cu raportul de transformare nominal și se calculează eroarea de tensiune în cazul transformatorului de tensiune, sau eroarea de curent în cazul transformatorului de curent. Această metodă este corespunzătoare atît pentru stabilirea raportului de transformare al transformatorului ce se verifică, cum și pentru stabilirea erorilor de curent sau de tensiune ale transformatoarelor cu clasa de precizie 3, iar în cazul folosirii unor aparate de măsurat foarte precise, metoda este corespunzătoare și pentru clasa de precizie 1. Prin această metodă nu se poate stabili eroarea de unghi.

Pentru stabilirea erorii de curent sau de tensiune, cum și a erorii de unghi, este necesar ca în locul ampermetrelor și voltmetrelor să se folosească watmetre conectate corespunzător. Una dintre cele mai vechi metode pentru măsurarea preciziei transformatoarelor de măsură este metoda celor două watmetre [11.1—11.2]. Precizia acestei metode este însă limitată de mărimea scării watmetrelor. În locul wattmetrelor se pot utiliza contoare electrice, la care, în funcție de numărul de rotații, se poate obține orice lungime de scară și prin aceasta o precizie superioară. Măsurarea în acest mod durează prea mult timp [11.1] și din această cauză nu se mai folosește în prezent.

11.2.1. Metode de compensare

Construcția transformatoarelor de măsură precise, cu erori mici, a necesitat și instalații de precizie pentru măsurare, în scopul verificării clasei de precizie. Cea mai cunoscută dintre ele este instalația de compensare Schering-Alberti, a cărei schemă de principiu este rprezentată în fig. 11.2.

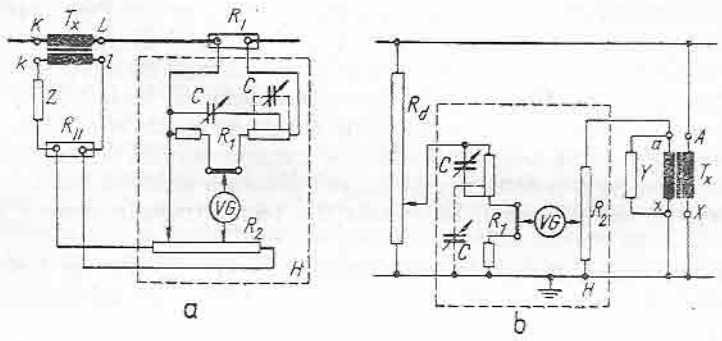


Fig. 11.2. Schema instalației de compensare pentru măsurarea preciziei transformatoarelor de măsură prin metoda Schering-Alberti:
a — încercarea transformatorului de curent cu șunt; *b* — încercarea transformatorului de tensiune cu divizor de tensiune rezistiv.

Măsurarea preciziei transformatorului de curent cu compensatorul alternativ H se face prin compararea a două tensiuni, cu ajutorul galvanometrului de vibrație VG; una dintre tensiuni este funcție de curentul primar, iar a doua este funcție de curentul secundar al transformatorului de încercat T_X, cu sarcina respectivă Z (fig. 11.2, *a*). Aceste tensiuni sînt căderile de tensiune care apar datorită, pe de o parte, curentului primar din rezistența calibrată, fără inductanță R_I și, pe de altă parte, curentului secundar din rezistența R_{II}. Cu compensatorul se face comparația cu rezistențele R_1 și R_2. Deoarece în transformatorul T_X apare și o eroare de unghi, adică diferența de fază între mărimea primară și cea secundară, la galvanometru nu se poate obține o deviație nulă numai prin reglarea rezistențelor R_1 și R_2 ale instalației de compensare. Erorile de unghi sînt compensate cu ajutorul condensatorului C, care, fiind conectat la un capăt sau la celălalt al rezistenței R_1 determină schimbarea fazei tensiunii în această rezistență, astfel încît ambele tensiuni comparate să fie în fază.

Valoarea capacității condensatorului variabil este proporțională cu valoarea erorii de unghi δ_i, iar cu ajutorul valorilor rezistențelor R_I, R_{II}, R_1 și R_2 se calculează eroarea de curent Δ_i.

Pe același principiu funcționează și instalația pentru determinarea erorilor transformatoarelor de tensiune (fig. 11.2, *b*). O parte din tensiunea primară, obținută de la divizorul respectiv R_d, se compară cu o anumită parte a tensiunii secundare a transformatorului T_X care are sarcina Y. Valoarea rezistenței divizorului de tensiune R_d, a rezistențelor R_1 și R_2 din compensator și a condensatorului C, servesc pentru determinarea erorii de tensiune și a erorii de unghi.

Precizia cea mai mare obținută cu ajutorul acestei instalații este de circa $\pm$ 0,05% și $\pm$ 1′ la instalațiile foarte bine întreținute și deservite de un personal cu experiență. În cazul verificărilor curente, precizia este de circa $\pm$ 0,1% + 2′. Cu ajutorul acestei metode se poate măsura orice raport de transformare al transformatorului.

Utilizarea rezistențelor normale pentru curenți primari cu valori mari provoacă dificultăți, datorită încălzirii și din această cauză ele sînt răcite cu apă. Contactul continuu al apei cu suprafața rezistenței, cum și viteza apei de răcire poate determina variația valorii rezistenței. Măsurarea cu aceste rezistențe este foarte dificilă și necesită un personal calificat. În prezent, aceste rezistențe sînt folosite numai pentru încercările comparative. În locul rezistenței R_I se folosesc transformatoare de curent etalon (subcap. 8.6). O situație similară este și pentru transformatoarele de tensiune. Pericolul deteriorării și al influențelor perturbatoare ale capacităților parazite au impus și în acest caz înlocuirea divizorilor cu transformatoare de măsură etalon. Pentru tensiuni foarte înalte se folosesc divizoare capacitive.

În fig. 11.3 este reprezentată schema instalației moderne de măsurare folosită pentru determinarea preciziei prin metoda Schering-Alberti cu transformatoare de tensiune sau de curent etalon [11.13]. Firma Tettex livrează această instalație sub formă portabilă (fig. 11.4), care poate fi constituită din diferite elemente auxiliare pentru verificarea preciziei prin diferite metode.

Aparatul de măsurat de bază — compensatorul alternativ H — este comun. Cu ajutorul elementului auxiliar P se efectuează măsurările prin metoda Schering-Alberti (fig. 11.3, *a*, *b*), cu transformatoare de curent și de tensiune etalon. În funcție de raportul de transformare necesar se ajustează divizorul R_1 și elementul auxiliar P. Erorile se citesc direct pe scara compensatorului și anume Δ_i sau Δ_u în %, iar δ_i sau δ_u în minute de unghi.

Pentru determinarea preciziei transformatoarelor de foarte înaltă tensiune se folosește elementul auxiliar P_C care, împreună cu condensatorul normal de înaltă tensiune C_1, formează divizorul capacitiv de tensiune (fig. 11.3, *c*). Condensatorul C_1, a cărui capacitate este de circa 100 pF, este umplut cu gaz sub presiune (N_2, CO_2, eventual aer) și are un unghi de pierdere foarte mic (1×10^{-5}, ceea ce corespunde erorii de unghi de 0,034′). Această instalație se folosește și pentru tensiunile cele mai înalte. Limita cea mai mare de tensiune este dată de tensiunea admisă de către condensatorul etalon. Raportul de divizare al divizorului capacitiv se modifică în funcție de raportul de transformare al transformatorului de verificat prin conectarea condensatoarelor C_2.

Cu ajutorul unui alt element auxiliar, instalația de măsurare a firmei Tettex se poate utiliza și pentru etalonare, folosind metoda diferențială [11.2].

Aparatul electronic indicator de nul *NI* servește pentru indicarea echilibrării compensatorului. Acesta este în esență un voltmetru electronic. Cu ajutorul filtrelor speciale el este determinat să funcționeze cu sensibilitatea maximă la măsurarea frecvenței — de obicei 50 Hz. Sensibilitatea lui este foarte scăzută în cazul măsurării armonicelor superioare, mai ales a celei de-a treia. Pentru determinarea preciziei transformatoarelor la frecvențe superioare, se livrează filtre speciale.

Instalațiile de măsurare combinate, ale firmei Tettex, sînt universale și cu ajutorul lor se pot verifica transformatoare de măsură care au orice raport de transformare.

Firma elveţiană Trub-Täuber, furnizează instalaţii de măsurare care, în principiu, se aseamănă cu metoda de compensare Schering-Alberti. În locul rezistenţelor etalon se folosesc transformatoare de măsură etalon şi transformatoare intermediare cu raporturi de transformare neuzuale [11.2]. Curentul secundar al transformatorului

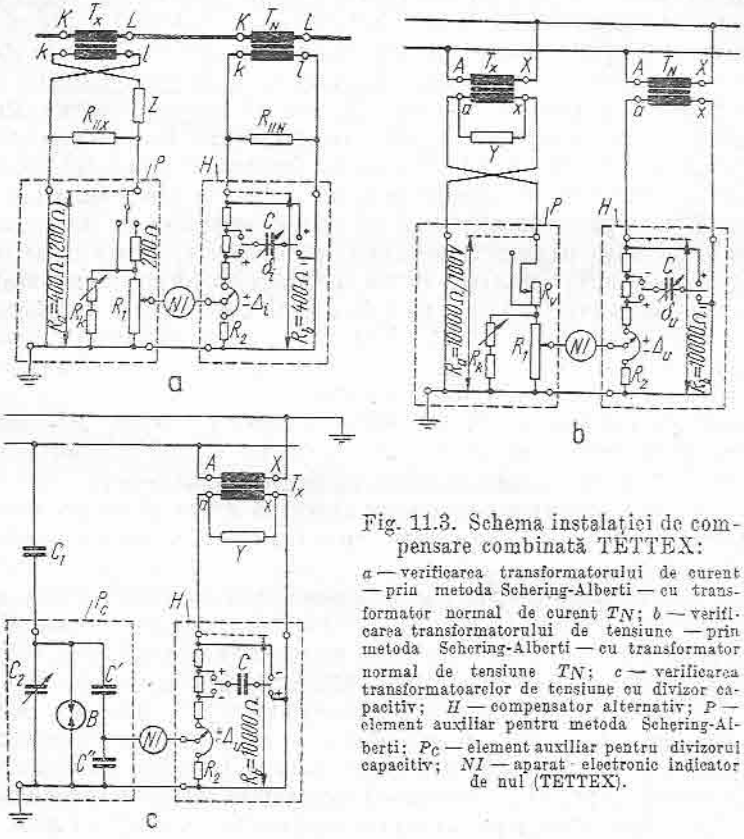


Fig. 11.3. Schema instalaţiei de compensare combinată TETTEX:
a — verificarea transformatorului de curent — prin metoda Schering-Alberti — cu transformator normal de curent T_N; *b* — verificarea transformatorului de tensiune — prin metoda Schering-Alberti — cu transformator normal de tensiune T_N; *c* — verificarea transformatoarelor de tensiune cu divizor capacitiv; *H* — compensator alternativ; *P* — element auxiliar pentru metoda Schering-Alberti; P_C — element auxiliar pentru divizorul capacitiv; *NI* — aparat electronic indicator de nul (TETTEX).

de curent etalon este 0,1 A, iar tensiunea secundară a transformatoarelor de tensiune etalon este 4V. Transformatoarele intermediare care se leagă la partea secundară a transformatorului de verificat, au raportul de transformare 5 sau 1/0,03 A pentru transformatoarele de curent, şi 100 sau 110/7,5 V pentru transformatoarele de tensiune. Această soluţie permite folosirea aceloraşi elemente de compensare, atît pentru verificarea clasei de precizie a transformatoarelor de curent, cît şi a celor de tensiune. Avantajul principal constă în faptul că rezultatul măsurării este dat numai sub forma diferenţei erorilor transformatorului etalon şi a transformatorului intermediar; de asemenea, nu este necesar ca precizia transformatoarelor etalon şi a celor intermediare să fie mare. Prin alegerea la compensator a unei tensiuni mici şi a unor curenţi mici sînt atenuate diferitele influenţe perturbatoare.

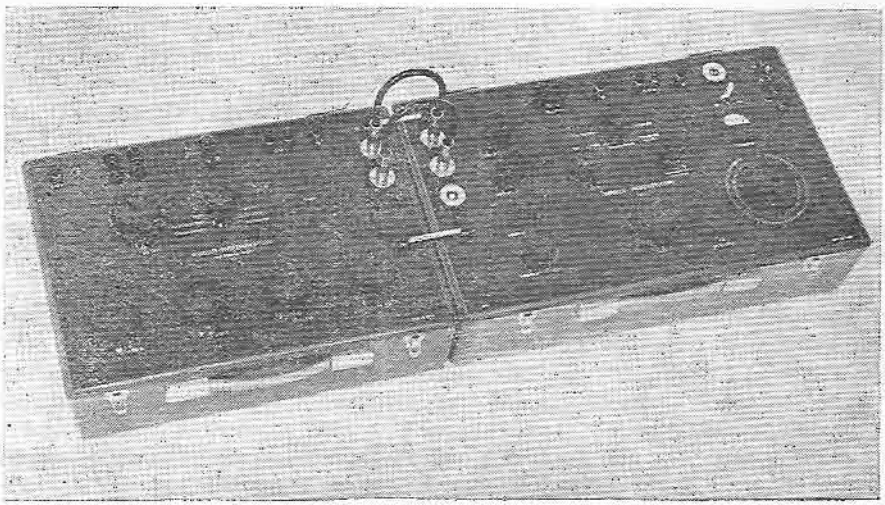


Fig. 11.4. Instalație de compensare combinată pentru verificarea preciziei transformatoarelor de măsură. În dreapta este compensatorul alternativ, în stînga este elementul auxiliar pentru metoda Schering-Alberti.

În fig. 11.5 este reprezentată o altă instalație de compensare pentru măsurarea preciziei transformatoarelor de măsură, propusă de Keller [11.9]. La această schemă în locul decadei de condensatoare folosite la metoda Schering-Alberti, se utilizează pentru compensarea erorii de unghi, inductanța mutuală M, conectată în circuitul secundar al transformatorului etalon T_N. Înfășurarea secundară a inductanței mutuale este racordată la potențiometrul δ_i sau δ_u care permite ajustarea continuă a tensiunii de compensare. Sînt micșorate tensiunea și curentul din elementele de com-

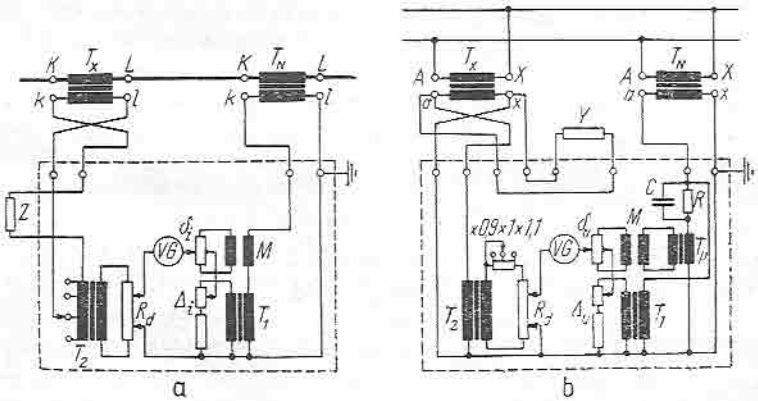


Fig. 11.5. Schema instalației de compensare pentru verificarea clasei de precizie a transformatoarelor de măsură prin metoda Keller:
a— verificarea transformatorului de curent; *b* — verificarea transformatorului de tensiune.

pensare ale compensatorului, datorită includerii transformatoarelor intermediare T_1 și T_2 în circuitele secundare ale transformatoarelr T_N și T_X. Transformatoarele intermediare reduc consumul propriu al instalației de verificare, iar erorile lor sînt puse în evidență în rezultatul măsurării numai ca diferență de erori. Transformatorul T_2 este comutabil pe partea primară pentru 1,5 și 10 A, în funcție de curentul secundar al transformatorului de verificat. Curentul secundar al lui T_2 este 0,025 A și provoacă în divizorul R_d (100 Ω) o cădere de tensiunede 2,5 V. Înfășurarea primară a transformatorului T_1 este de 5 A. Pentru verificarea transformatoarelor de tensiune se folosesc aceleași transformatoare intermediare iar pentru verificarea transformatoarelor de curent legăturile se fac invers. Tensiunea de 100 V se reduce la 1 V.

Cu această instalație de compensare, care are cîteva transformatoare de curent și de tensiune etalon, se poate verifica clasa de precizie a transformatoarelor de măsură cu oirce raport de transformare. Pentru un raport de transformare determinat se calculează acordarea divizorului R_d, iar erorile măsurate se citesc direct pe scările compensatorului. Instalația poate fi folosită și pentru verificarea erorilor cu ajutorul divizorului capacitiv. Mai pot fi verificate cu ea sarcinile z de curent și de tensiune, precum și curentul și pierderile la mersul în gol ale transformatoarelor de măsură și de putere.

Firma Siemens și Halske livrează instalații comutabile pentru trei domenii de verificare — pentru erorile de tensiune și de curent de $\pm$ 0,2%, $\pm$ 2%, $\pm$ 10% și pentru erorile de unghi de —4′ ... + 12′, —40′ ... + 120′ și —200′... + 400′.

11.2.2. Metode diferențiale

Pentru verificarea rapidă a preciziei transformatoarelor de măsură produse în serie s-a constatat că metodele diferențiale sînt cele mai corecte. Principiul acestor metode constă în conectarea diferențială a înfășurărilor secundare și ale transformatorului de măsură etalon și a celui de verificat (fig. 11.6). Curentul diferențial ΔI sau tensiunea diferențială ΔU se măsoară cu ajutorul celor două componente perpendiculare (fig. 11.6, *b*, *d*) dintre care, cea în fază cu tensiunea sau cu curentul secundar

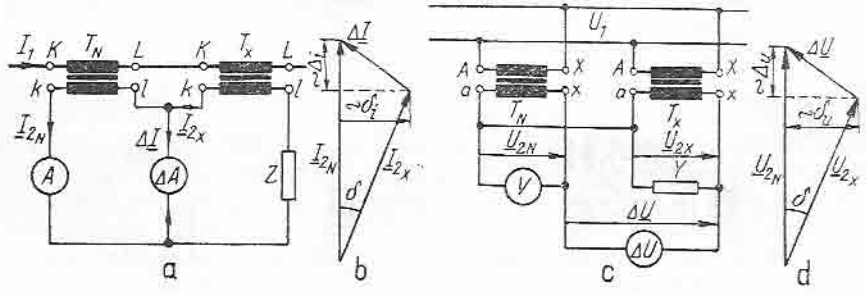


Fig. 11.6. Conectarea diferențială a transformatoarelor de măsură pentru verificarea preciziei:

a — conectarea transformatoarelor de curent; *b* — diagrama fazorială a curenților secundari; *c* — conectarea transformatoarelor de tensiune; *d* — diagrama fazorială a tensiunilor secundare.

al transformatorului normal este respectiv proporțională cu eroarea de curent Δ_i sau cu eroarea de tensiune Δ_u, iar componenta perpendiculară pe aceasta este proporțională cu eroarea de unghi δ_i sau δ_u a transformatorului de verificat, în presupunerea că erorile transformatorului etalon sînt neglijabile. Pentru acest procedeu de verificare raporturile de transformare ale transformatorului etalon și al celui de verificat trebuie să fie apropiate.

Pe baza acestui principiu au fost propuse o serie întreagă de instalații de verificare, care diferă între ele, în primul rînd, prin felul cum este realizată descompunerea mărimii diferențiale în componentele indicate mai sus și, în al doilea rînd, prin faptul că erorile pot fi indicate direct de aparatul de măsurat indicator — metoda devierii, sau pot fi scăzute pe cadranele compensatorului pentru realizarea compensării — metoda de nul.

Metodele de nul dau rezultate foarte precise, independente de variația tensiunii în rețea. Diferența erorilor apare direct pe cadranul potențiometrului de compensare sau a altui element de compensare, în toată zona transformtorului de verificat. În timpul măsurării este necesară reglarea alternativă a ambelor elemente de compensare, pentru a se obține compensarea și deci indicația de zero la aparatul indicator. Pentru această operație este necesară o anumită îndemînare și experiență. La instalațiile cu galvanometru de vibrație din cauza unei manipulări greșite, se poate ajunge la deteriorarea lui și prin aceasta la scoaterea întregii instalații din funcțiune. Din această cauză, galvanometrul de vibrație se înlocuiește cu un aparat electronic indicator de nul.

Metodele de deviere sînt mai rapide, însă mai puțin precise ca urmare a erorii proprii a aparatului de măsurat. Variația tensiunii rețelei influențează deviația aparatului indicator.

Dintre metodele diferențiale de deviere, cea mai cunoscută este cea utilizată în instalația de verificare realizată după propunerea lui Šimka, cu wattmetru diferențial și instalație de verifiare tip Keinath, cu redresoare mecanice [11.1 și 11.2]. Această instalație este învechită și ca este înlocuită cu instalațiile care funcționează pe principiul metodelor de nul.

Cea mai cunoscută metodă diferențială de nul este cea propusă de Hohle. Instalația la care se folosește această metodă este oferită în prezent de diverse întreprinderi constructoare străine, cu modificări neesențiale; ca este realizată încă din anul 1933 [11.8 și 11.12].

În timpul verificării clasei de precizie la transformatoarele de curent (fig. 11.7,*a*), înfășurările secundare ale transformatorului de verificat T_X și a transformatorului etalon T_N sînt legate diferențial. La trecerea curentului diferențial ΔI, scăderea de tensiune în rezistența fără inductanță R_d din ramura de diferențiere este compensată de două componente ale tensiunii. O componantă a tensiunii de compensare, care este în fază cu curentul secundar al transformatorului normal I_{2N}, se obține de la potențiometrul Δ_i. Mărimea acestei componente a tensiunii de compensare este unitatea de măsură a erorii de curent în procente. A doua componentă a tensiunii de compensare, proporțională cu eroarea de unghi, este perpendiculară pe curentul secundar al transformatorului etalon I_{2N}. Această rotire se realizează cu ajutorul

inductanței mutuale M, la a cărei înfășurare secundară este conectat potențiometrul δ_i, gradat în minute.

Limita erorilor măsurate se poate schimba cu ajutorul prizelor făcute la rezistența neinductivă R_d legată în ramura diferențială.

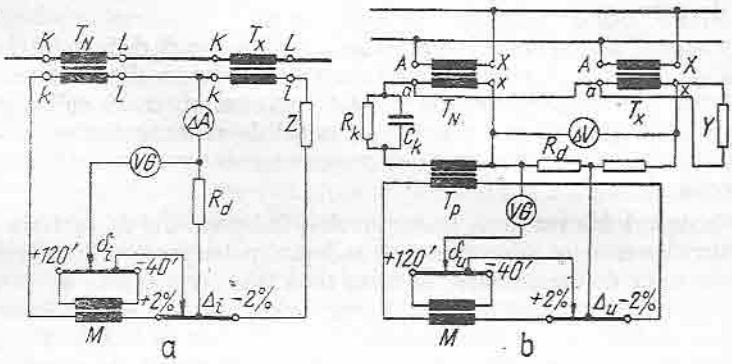


Fig. 11.7 Schema instalației de măsurare diferențială pentru verificarea preciziei, realizată de Hohle:

a — verificarea transformatorului de curent; *b* — verificarea transformatorlui de tensiune.

Pentru verificarea preciziei transformatoarelor de tensiune principiul este același (fig. 11.7, *b*). O anumită parte a tensiunii diferențiale de pe rezistența R_d, este compensată cu aceleași elemente de compensare ca și la verificarea transformatoarelor de curent. Diferența constă numai în faptul că pentru compensarea erorii de tensiune Δ_u, această componentă a tensiunii de compensare este în fază cu tensiunea secundară U_{2n} a transformatorului etalon iar pentru compensarea erorii de unghi δ_u această componentă este perpendiculară pe tensiunea secundară a transformatorului etalon.

Ca aparat indicator de nul este folosit galvanometrul de vibrație VG, care este montat direct la instalația de compensare. Frecvența proprie a galvanometrului de vibrație se poate regla în limitele 15—65 Hz. Pentru frecvența reglată galvanometrul are sensibilitatea maximă. Pentru frecvențe superioare, de exemplu 150 Hz (armonica trei), sensbilitatea galvanometrului este foarte mică. Precizia acestei instalații este de circa $\pm$ 0,015% și $\pm$ 0,5′. Întreaga instalație este ecranată perfect, astfel încît inductanța magnetică creată de curentul de 2500 A, la distanța de 1 m, determină erori suplimentare de circa 0,15% și 1′.

Instalația Hohle se construiește combinat, pentru verificarea preciziei transformatoarelor de curent și de tensiune. O dată cu această instalație se mai livrează și o serie de accesorii, care permit folosirea acestei instalații și pentru alte scopuri. De exemplu, măsurarea curentului de magnetizare, măsurarea raportului de transformare al transformatorului, controlul sarcinii, măsurarea erorilor la transformatoarele de tensiune capacitive [11.8].

Instalațiile de măsurare pentru verificarea preciziei transformatoarelor de măsură sînt realizate fie de tip portabil, fie montate pe o masă de măsusare. Tot pe masa de măsurare se mai montează și alte accsorii, de exemplu: sarcina, aparatele de control, comandă și reglaj. De asemenea, se află montate instalația pentru demag-

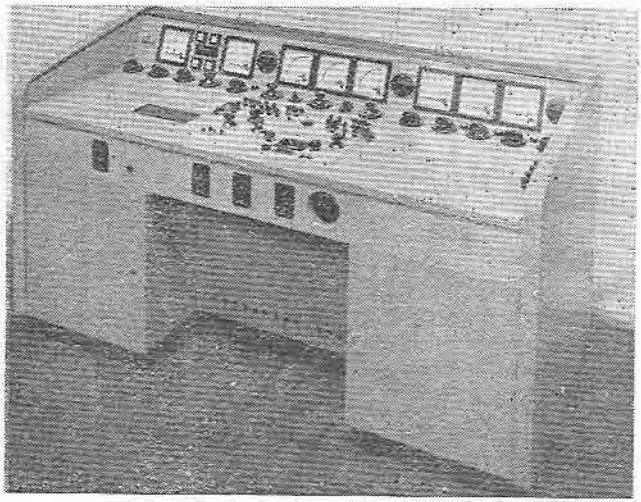


Fig. 11.8. Masă de măsurare tip Hohle pentru verificarea transformatoarelor de măsură, cu instalații de măsurare montate pe ea (la mijloc), cu instalații pentru demagnetizarea transformatorului de curent (în stînga) și cu aparate de măsurat (voltmetru de maxim) pentru încercările izolației (în dreapta), (Siemens și Halske).

netizare și aparatele de măsurat (voltmetru de maxim etc.), pentru măsurarea tensiunii aplicate transformatoarelor de măsură în timpul încercării (fig. 11.8).

O reducere mare a timpului de verificare a clasei de precizie se poate obține cu instalațiile semiautomate, folosind metoda Slavik. Aceasta, în principiu, este o metodă diferențială de nul. Instalația pentru verificarea preciziei transformatoarelor de curent este reprezentată în fig. 11.9, *a*.

Curentul diferențial ΔI, al transformatorului de verificat T_X și al transformatorului etalon T_N, provoacă în rezistența R din ramura diferențială o cădere de tensiune U_R, care este în fază cu curentul diferențial (fig. 11.9,*b*). Tensiunea U_M indusă în secundarul inductanței mutuale M, la trecerea curentului diferențial ΔI, este decalată față de acest curent cu 90°. Ambele tensuni sînt proporționale, ca mărime, cu curentul diferențial ΔI. Componenta tensiunii U_R, care este în fază cu curentul secundar al transformatorului etalon I_{2N}, este proporțională cu eroarea de curent Δ_i a transformatorului de verificat T_X. Componenta tensiunii U_M, care apare pe partea secundară a inductanței mutuale M, are aceeași direcție și este proporțională cu eroarea de unghi δ_i.

Tensiunea de compensare, necesară pentru compensarea ambelor componente proporționale cu erorile măsurate, se ia de la potențiometrul de măsură R_k, prin care trece cuentul de la transformatorul de alimentare T_p, proporțional și în aceeași fază cu curentul secundar nominal I_{2N} al transformatorului. Potențiometrul de măsură R_k este prevăzut cu cadrane pentru indicarea erorilor de curent, în procente, și a erorilor de unghi în minute. Componentele perpendiculare de tensiune, U_R—K'

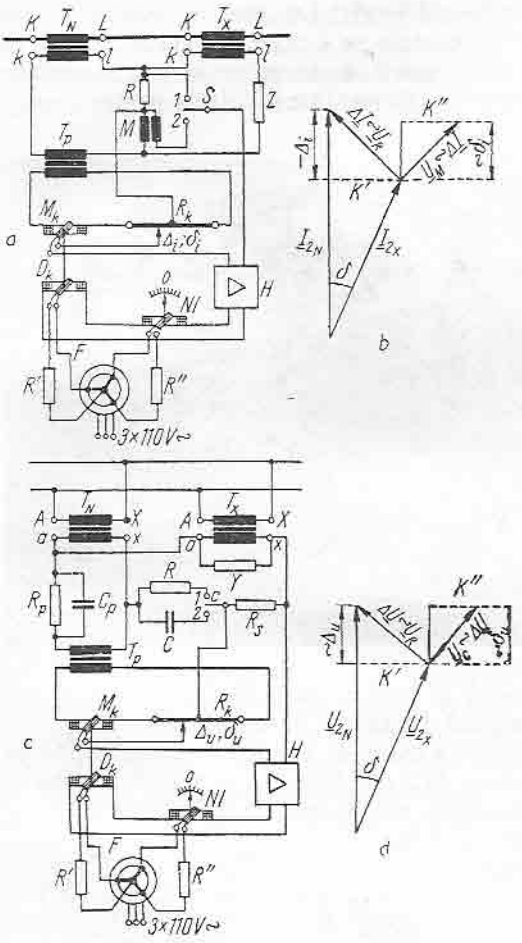


Fig. 11.9. Schema instalației de măsurare semiautomată pentru verificarea erorilor, concepută de Slavik:

a — verificarea transformatorului de curent; *b* — diagrama fazorială a curenților secundarii; *c* — verificarea transformatorului de tensiune; *d* — diagrama fazorială a tensiunilor secundare.

și $U_M - K''$, sînt compensate în ambele cazuri cu ajutorul compensatorului automat, care este constituit din inductanța mutuală variabilă M_k, cuplată mecanic cu sistemul electrodinamic D_k. Ca realizare, compensatorul automat se aseamănă cu wattmetrul normal cu două sisteme, avînd sistemul de măsură magnetic fără moment director. Ca aparat indicator de nul servește electrodinamometrul cu excitație externă NI. Curentul este amplificat cu ajutorul amplificatorului H.

Bobina de tensiune a aparatului indicator de nul, NI, și bobina de tensiune a sistemului electrodinamic D_k, sînt alimentate cu curenți decalați ca fază cu 90°. Pentru alimentare se folosește regulatorul de fază F, cu ajutorul căruia se poate realiza rotirea fazorilor ambilor curenți de magnetizare, în așa fel încît aparatul indicator de nul NI să reacționeze, în principal, la componența de curent, care este în fază cu curentul transformatorului etalon. Sistemul electrodinamic D_k reacționează numai la componența de curent, care este perpendiculară pe fazorul curentului transformatorului etalon. Această reglare trebuie făcută numai cu aproximație (±30°) și, de aceea, regulatorul de fază se poate înlocui cu un transformator conectat după schema Scott.

Verificarea erorilor este la fel de ușoară și de rapidă cum este, de exemplu, verificarea rezistențelor cu o punte obișnuită de măsurare a rezistențelor. Verificarea se realizează prin deplasarea simplă a cursorului cu contact pe potențiometrul de măsură R_k, pînă cînd aparatul indicator de nul NI nu mai deviază. Sistemul electrodinamic D_k rotește inductanța mutuală M_k în așa fel, încît tensiunea de la bobina rotită să compenseze restul componentelor tensiunii K' sau K''. Prin comutarea întreruptorului S la rezistența R din ramura diferențială, se citește eroarea de cuent Δ_i la rezistența R_k, iar prin comutarea lui

S la inductanța mutuală M, se poate citi eroarea de unghi δ_i. Deci, cu un singur potențiometru, care are scara atît pentru erorile de curent, cît și pentru cele de unghi, se pot determina ambele valori. Mai avantajoasă este instalația cu două compartimente de măsurare, unul pentru eroarea de curent și al doilea pentru eroarea de unghi.

Această instalație este selectivă pentru fundamentală, atît timp cît curenții de magnetizare din bobinele de tensiune ale aparatului indicator de nul și ai sistemului electro-dinamic sînt sinusoidali. Selectivitatea perfectă se obține prin acordarea amplificatorului sau a filtrului la intrarea în amplificator, care permite să treacă numai fundamentala, filtrînd armonicele superioare.

Instalația pentru verificarea preciziei transformatoarelor de tensiune este reprezentată în fig. 11.9, *c*. Transformatorul de verificat T_X și transformatorul etalon T_N sînt conectate pe partea lor secundară în mod diferențial. Diferența de tensiune care apare la bornele omologe ale acestor transformatoare este aplicată, prin intermediul rezistenței comune R_s, fie la rezistența R, fie la capacitatea C. La rezistența comună R_s apar, prin intercalarea rezistenței R sau a capacității C, două tensiuni a căror fazori U_R și U_C sînt perpendiculari și proporționali cu tensiunea diferențială ΔU a transformatorului normal și a celui de verificat (fig. 11.9, *d*). Componentele acestei tensiuni diferențiale, care sînt proporționale cu eroarea de tensiune și cu eroarea de unghi, pot fi consecutiv compensate la potențiometrul de măsură R_k, prevăzut cu cadranul respectiv pentru erori. Componentele perpendiculare restante, K' și K'', se compensează automat, la fel ca în cazul verificării preciziei transformatorului de curent. În timpul verificării transformatoarelor, rezistența R_k și inductanța mutuală M_k sînt alimentate de la transformatorul auxiliar T_p cu tensiune și cu curent avînd aceeași fază. Tensiunea și curentul astfel obținute sînt în fază cu tensiunea secundară a transformatorului etalon.

Ambele instalații au o serie de elemente comune, astfel încît ele pot fi unite într-o singură instalație combinată de încercare a transformatoarelor de curent și de tensiune [11.4].

11.2.3 Instalația de măsurare automată

Cu ajutorul instalațiilor de măsurare descrise se poate stabili un singur punct al curbei erorilor. Pentru trasarea curbei întregi este necesară măsurarea cîtorva puncte. Preocuparea pentru accelerarea și automatizarea metodelor de lucru folosite la verificarea preciziei transformatoarelor de măsură a determinat pe unii furnizori din străinătate să folosească instalații pentru măsurare care trasează complet curba erorilor [11.10]. La realizarea acestei instalații de înregistrare, Nölke a folosit metodele de verificare adaptate pentru stabilirea unui punct al curbei erorilor. Principiul acestei metode este reprezentat în fig. 11.10, *a*. Înfășurarea secundară a transformatorului de verificat T_X și a celui etalon T_N sînt legate diferențial. Înfășurarea secundară a transformatorului de verificat este conectată la sarcina respectivă. În ramura diferențială este conectat galvanometrul de vibrație *VG*. Acul galvanometrului nu va devia cînd transformatorul etalon și cel supus verificării au aceeași eroare. Acea stă condiție se obține prin modificarea raportului de transformare al transformatoru lu i

etalon. Pe lîngă înfășurările primară N_1 și secundară N_2, transformatorul etalon mai are și alte înfășurări de corecție N_3, prin care trece curentul de corecție I_k, de la transformatorul de multiplicare T_I și de la regulatorul de fază F. Acest curent de corecție modifică curentul secundar al transformatorului etalon, astfel încît să fie

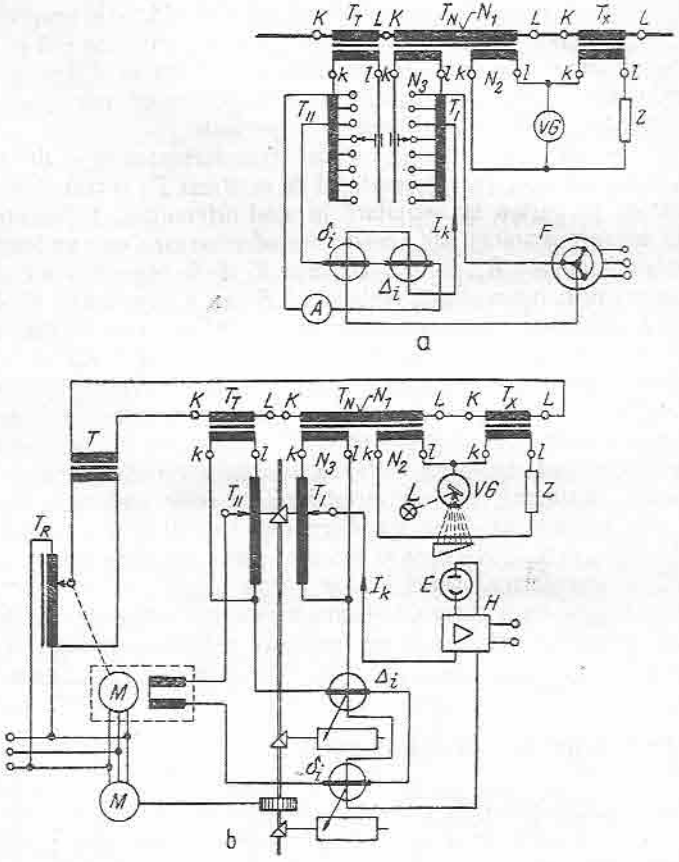


Fig. 11.10. Instalație de măsură diferențială pentru verificarea preciziei transformatoarelor de curent, propusă de Nölke:
a — principiul metodei pentru verificarea unui punct al curbei erorilor; *b* — schema instalației de verificare și înregistrare automată.

identic cu curentul secundar al transformatorului de verificat. Mărimea curentului de corecție I_k se măsoară cu ajutorul a două wattmetre; unul dintre ele măsoară componenta curentului de corecție, care este în fază cu curentul primar I_1, în timp ce devierea wattmetrului este proporțională cu eroarea de curent Δ_i. Al doilea wattmetru măsoară componenta I_k, care este defazată cu 90° față de cuentul primar iar devierea este proporțională cu eroarea de unghi δ_i.

Instalația de măsurare și înregistrare (fig. 11.10, *b*) este prevăzută cu o sursă luminoasă. Galvanometrul de vibrație reflectă aceste raze de lumină la celula fotoelectrică E, iar curentul care apare în aceasta este amplificat de amplificatorul H De la ieșirea din amplificator, curentul I_h trece prin bobinele a două sisteme wattmetrice de înregistrare Δ_i și δ_i, prin transformatorul de multiplicare T_I și prin înfășurarea de corecție N_3 a transformatorului normal. Cu ajutorul acestui curent de corecție se modifică raportul de transformare al transformatorului etalon, astfel încît acesta devine identic cu cel al transformatorului de verificat. Mărimea curentului de corecție se măsoară cu wattmetre înregistratoare. Devierile wattmetrelor, proporționale cu erorile de curent și de unghi, sînt înregistrate direct pe hîrtie, a cărei deplasare este cuplată mecanic cu reglajul curentului primar și cu comutatorul transformatoarelor de multiplicare auxiliare T_I și T_{II}, pentru ca erorile date să nu mai fie recalculate. Măsurarea și desenarea curbelor erorilor de curent și de unghi în limitele curentului primar nominal 10—120% durează la această instalație 30 s pentru o singură sarcină.

11.2.4. Factorii care determină modificarea rezultatelor verificării preciziei transformatoarelor de măsură

Influența remanenței. Magnetismul remanent are o influență defavorabilă asupra erorilor transformatorului de curent (v. § 12.3.2). Din această cauză este necesar ca înaintea verificării erorilor transformatorului de curent să se facă demagnetizarea lui totală. Demagnetizarea se poate face pe la partea primară sau pe la partea secundară și în acest timp cea de-a doua înfășurare nu este pusă în sarcină. Avînd în vedere distorsiunea curbei de tensiune în cazul în care înfășurarea secundară este deschisă (§ 12.13.1) și pericolul pentru izolația înfășurării secundare, se recomandă ca pentru demagnetizare alimentarea transformatorului să se facă la partea în care curentul este cel mai mic. În timpul demagnetizării, transformatorul este alimentat de la sursa de reglare, care are o tensiune practic sinusoidală, la frecvența nominală. Tensiunea sursei se mărește treptat, pînă cînd curentul de alimentare ajunge la valoarea nominală pentru înfășurarea alimentată, fără ca tensiunea maximă, la înfășurarea cu cel mai mic curent nominal, să depășească 3 kV. Se reduce apoi continuu tensiunea sursei de alimentare, pînă cînd curentul de alimentare scade practic la zero. În cazul verificării erorilor, demagnetizarea trebuie să fie efectuată după fiecare întrerupere bruscă de curent, atît la transformatorul de verificat, cît și la cel etalon. În continuare, este avantajos să se verifice precizia începînd de la valoarea curentului primar nominal de 120% și terminînd cu zero. În cazul acestui procedeu, influența remanenței este relativ mică.

Influența frecvenței. Influența variației frecvenței se manifestă nu numai asupra preciziei transformatoarelor de măsură (v. subcap. 3.4, 3.13 și § 12.3.2), ci și asupra cîtorva elemente de măsurare ale compensatorului de la instalația de verifiare a preciziei. În cazul unei alte frecvențe decît cea nominală, este necesar ca rezultatul măsurării să fie corectat. La majoritatea instalațiilor de verificat, această variație se manifestă asupra valorii erorii de unghi. În cazul unei frecvențe superi-

oare, eroarea de unghi obținută cu ajutorul instalației de măsurare Schering-Alberti este mai mică decît cea obținută cu Instalația Slavik.

Influența formei curbei de curent sau de tensiune. Precizia transformatoarelor de măsură este stabilită pentru alura sinusoidală a valorii măsurate. Din această cauză este avantajos ca laboratorul să fi utilat cu o sursă independentă, care să furnizeze curent și tensiune cu formă sinusoidală. Majoritatea instalațiilor sînt astfel construite, încît ele verifică precizia pentru armonica fundamentală. Galvanometru de vibrație se poate regla pentru armonica fundamentală la sensibilitatea maximă. Indicatorul electronic este prevăzut cu filtru, care permite să treacă numai armonica fundamentală. Aceeași situație are loc și la dinamometrele electrice și la wattmetre, în cazul în care curentul auxiliar este fără armonice superioare. Distonsionarea curbei curentului auxiliar influențează precizia de verificare și forma curbelor pentru curent și pentru tensiune. Această influență nedorită are loc în special la instalațiile de verificare cu redresoare mecanice, la care aparatele de măsurat indică valoarea medie, iar eroarea depinde foarte mult de forma curbei de curent sau de tensiune. Din acest motiv instalația aceasta nu este indicată pentru verificarea transformatoarelor care funcționează cu inducții mari (v. § 12.3.2). Această deficiență se poate înlătura parțial cu ajutorul filtrelor, care înrăutățesc însă sensibilitatea și precizia măsurării.

Influența cîmpurilor de dispresie perturbatoare (v. § 12.3.2). Cîmpurile de dispersie pot avea influențe mari în special în cazul transformatoarelor de curent pentru curenți nominali mari; aceste cîmpuri pot influența nu numai precizia transformatorului de verificat (v. § 3.6.2), ci și a transformatorului etalon și a instalației de verificat (v. § 11.2.2). Din acest motiv este necesar ca circuitul de încercare să fie în așa fel aranjat, încît influența scăpărilor să fie cît mai mică, iar instalația de verificare și conductoarele de alimentare să fie ecranate. În timpul măsurării erorilor transformatoarelor de foarte înaltă tensiune, o influență nedorită o pot avea și cîmpurile electrice intense. În aceste cazuri se recomandă introducerea instalației de verificare într-un spațiu ecranat, denumit cușca lui Faraday.

11.3. Verificarea preciziei la transformatoarele speciale

Conexiunea de însumare. Precizia transformatoarelor de măsură, legate pentru însumare, trebuie să fie verificată la toate combinațiile care pot avea loc în timpul exploatării și care ar putea determina creșterea erorilor. În fig.11.11, *a* este reprezentată schema de legături pentru verificarea preciziei transformatorului T_{XA}, conectat cu transformatorul de însumare. Transformatoarele T_B și T_C nu sînt legate în circuit. În fig. 11.11, *b* este reprezentată schema pentru verificarea erorilor transformatorului de însumare T_s, care are sarcina Z_s, în cazul spirelor primare complete, adică în cazul conectării în serie a tuturor înfășurărilor primare. Încercarea trebuie completată cu verificarea preciziei pentru fiecare înfășurare independentă, eventual și cîte două înfășurări, luate pe rînd, două cîte două. În fig. 11.11, *c* este reprezentată schema pentru verificarea preciziei transformatorului principal T_{XA}, la sarcina Z_A, cu ajutorul transformatorului de însumare T_s, pentru spirele primare complete, cu

sarcina Z_s. Transformatorul T_{XA} alimentează înfășurările AK și AL de la transformatorul de însumare T_s. Pentru obținerea amperspirelor primare complete ale transformatorului de însumare, celelalte două înfășurări BK și BL, CK și CL sînt alimentate de la transformatorul etalon T_N.

Transformatoare combinate. Precizia transformatoarelor combinate, de curent și tensiune, trebuie verificată în condițiile ce corespund funcționării transformatorului în timpul exploatării, deoarece ambele transformatoare se influențează reciproc (subcap. 8.2), modificînd erorile. În fig. 11.12 este reprezentată schema de legături a instalației pentru verificarea transformatoarelor combinate, instalație care reproduce condițiile de exploatare. Înfășurarea primară a transformatorului de curent T_{IX} este alimentată de la sursa de curent, a cărei înfășurare secundară este izolată pentru o tensiune foarte înaltă. Sursa de curent este pusă în legătură cu transformatorul etalon de curent T_{IN}. Firma Ritz produce acest transformator special pentru tensiunea de 350 kV, la care se poate face comutarea curentului de alimentare la 50, 100, 150, 200, 300, 500, 600, 1000 și 1200 A.

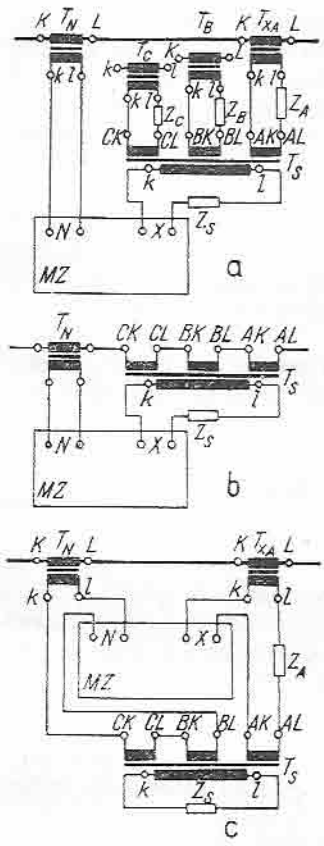


Fig. 11.11. Schema de legături pentru verificarea preciziei la conexiunea de însumare:

— verificarea transformatorului principal T_{XA}; *b* — verificarea transformatorului de însumare T_s; *c* — verificarea transformatorului principal T_{XA} cu transformatorul de însumare T_s, în cazul spirelor primare complete (MZ — instalația pentru verificarea preciziei).

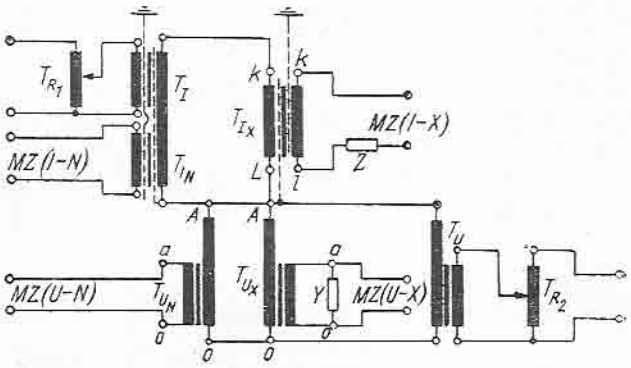


Fig. 11.12. Schema de conexiuni pentru verificarea erorilor transformatorului combinat, de curent și tensiune: $T_{IX}-T_{UX}$ — transformatorul combinat, de curent și tensiune; T_I și T_{IN} — sursa de alimentare cu curent, combinată cu un transformator de curent etalon; T_U — sursa de alimentare cu tensiune; T_{UN} — transformatorul de tensiune etalon; T_{R_1}, T_{R_2} — sursa reglabilă de alimentare; MZ — instalația de măsurare pentru verificarea preciziei transformatorului de curent (I-X), (I-N) și a transformatorului de tensiune (U-X), (U-N).

Verificarea preciziei se face succesiv. Mai întîi se verifică transformatorul de curent, fără partea de înaltă tensiune, și apoi se conectează sursa de tensiune înaltă. Modificarea erorilor de curent și de unghi are loc după conectarea tensiunii, în special la curenți mici (0,1 I_{1n}). În cazul verificării transformatorului de tensiune se procedează analog. Prima verificare se face cînd prin transformatorul de curent nu trece curent, iar următoarele verificări se fac cu transformatorul de curent sub curentul stabilit (prescris) [8.25].

Transformatoare de măsură pentru frecvențe superioare. Pentru verificarea preciziei acestor transformatoare sînt necesare atît instalații speciale de verificare cît și surse speciale de alimentare. Utilarea laboratoarelor cu aceste instalații este foarte costisitoare. De aceea, verificările acestor transformatoare se fac sau direct în cadrul instalației pentru care ele sînt construite, sau printr-o metodă corespunzătoare (echivalentă la frecvența de 50 Hz).

În acest ultim caz, principiul verificării transformatorului de curent constă în faptul că transformatorul funcționează la 50 Hz, în astfel de condiții, încît eroarea de transformare α_i să fie aceeași ca și cînd el ar funcționa la o frecvență superioară. În timpul verificării prin această metodă, transformatorul este supus la o sarcină echivalentă P_{50}, determinată din diagrama 11.13, *a* pentru sarcina corespunzătoare P_f care ar fi la frecvența superioară.

Sarcina $P_f = P_t$ trebuie considerată ca incluzînd sarcina internă P_1, a cărei valoare se modifică în funcție de frecvență [relația (8.54)]. Prin metoda echivalentă nu se determină mărimile absolute ale erorilor, ci numai se stabilește că în cazul utilizării la frecvența superioară stabilită, limitele clasei de precizie nu sînt depășite. Modul cum se face aprecierea este reprezentată în fig. 11.13, *b*, în care se arată limitele erorilor admisibile pentru o anumită clasă de precizie, în diagrama complexă a erorilor. În diagramă se reprezintă rezultatul verificării pentru frecvența de 50 Hz, căreia îi corespunde punctul P_{50}, la sarcina respectivă de echivalare. Factorul de putere cos φ se consideră egal cu 1. Punctul P_f variază în diagrama 11.13, *a* în funcție de diverse frecvențe și sarcini. Acest punct indică erorile pentru frecvențele superioare, deplasîndu-se pe cercul k_α, a cărui rază este eroarea de transformare α_i (v. subcap. 3.4)

$$\alpha_i = \sqrt{(\Delta_i - \nu)^2 + \delta_i^2}\ [\%;\ \%]. \tag{11.1}$$

Centrul acestui cerc, O', este deplasat pe axa erorilor de curent, față de centrul coordonatelor limitei erorilor admisibile, la o distanță egală cu corecția de înfășurare ν.

După cum rezultă din alura cercului k_α, eroarea de unghi δ_{if} este mai mică în cazul frecvențelor superioare, iar eroarea de curent Δ_{if} se deplasează în partea negativă a limitei erorilor. Valoarea ei maximă nu trebuie să depășească valoarea lui $\Delta_{i\,max}$

$$\alpha_i < \Delta_{i\,max} - \nu\ [\%;\ \%]. \tag{11.2}$$

Dacă această condiție nu este îndeplinită, este necesară reducerea puterii P_f a transformatorului. În același fel se face și verificarea celorlalte valori ale curentului nominal. Pentru puterea de 0,25 P_f, căreia îi corespunde punctul P'_{50}, erorile sînt date de cercul K'_α. Din alura ei rezultă că nu mai este nevoie de această verificare, dacă punctul P'_{50} se află în limitele erorilor admisibile.

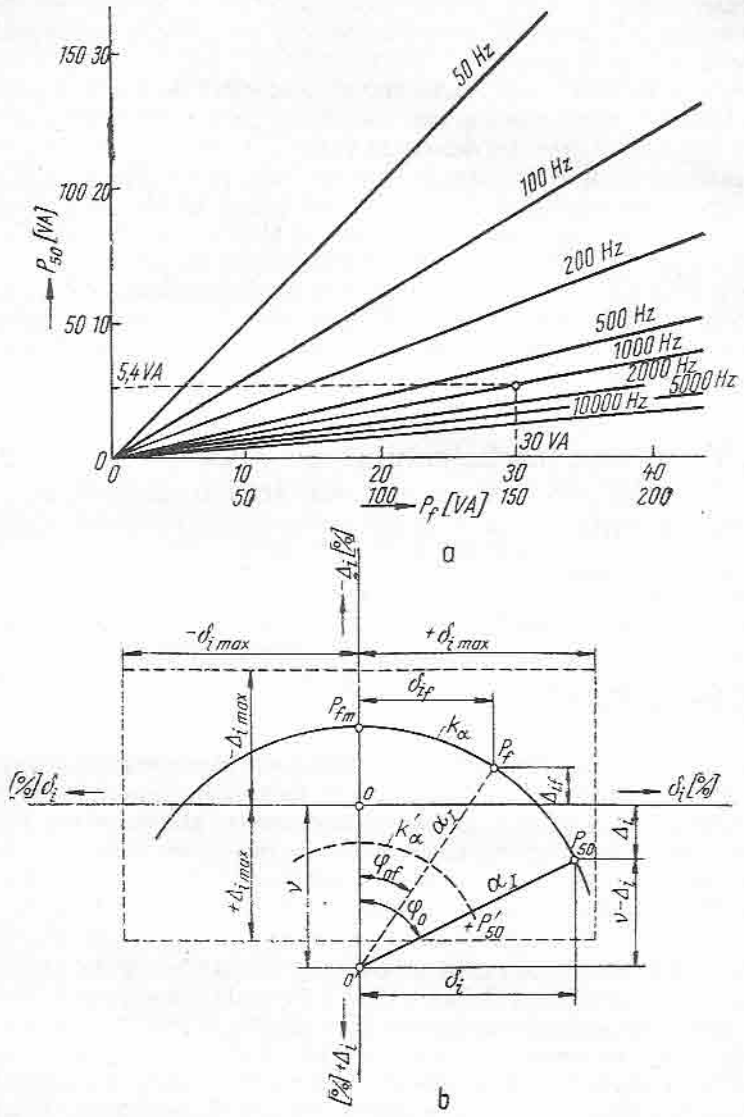


Fig. 11.13. Diagramele pentru încercarea echivalentă la verificarea erorilor transformatorului de curent pentru frecvențe superioare (transformatorul este construit dintr-un miez toroidal, din tablă Et 1,3, iar în făşurarea secundară este bobinată şi repartizată uniform pe întregul circuit magnetic): *a* — diagrama pentru determinarea sarcinii echivalente la frecvența de 50 Hz (la $P_C = P_f = 30$ VA, pentru 1000 Hz îi corespunde o sarcină echivalentă de $P_{ec} = 5{,}4$ VA, la 50 Hz); *b* — diagrama complexă pentru aprecierea probei de echivalare.

Verificarea echivalentă nu permite folosirea totală a limitelor erorilor admisibile, dar se confirmă faptul că, pentru anumite ipoteze, erorile nu vor depăși limitele admise ale clasei de precizie.

Verificarea echivalentă a preciziei transformatorului de tensiune pentru frecvențe superioare este mai greoaie și mai complicată decît la transformatorul de curent, deoarece variația frecvenței determină variația a doi parametri de care depind erorile transformatorului de tensiune (v. subcap. 8.5). În majoritatea cazurilor este suficientă verificarea raportului de transformare pentru 50 Hz. Transformatoarele de tensiune pentru frecvență superioară, la care se alege un număr mai mic de spire raportate la 1 V, pentru reducerea impedanței de trecere, nu pot fi supuse verificării echivalente la frecvența de 50 Hz și la tensiunea totală nominală. Valoarea relativă a acestei tensiuni de verificare, care se folosește la verificarea echivalentă a transformatoarelor pentru frecvențe superioare, alese conform fig. 8.26, este dată în tabelul 8.1.

11.4. Verificarea coeficientului de saturație și a caracteristicilor de supracurent ale transformatorului de curent

Coeficientul de saturație și caracteristicica de supracurent se determină fie direct, prin compararea curenților primari și secundari, fie prin metode indirecte.

11.4.1. Metode directe.

Verificarea directă a coeficientului de saturație și a caracteristicii de supracurent se face cel mai bine în condițiile reale de exploatare și dă cele mai precise rezultate relative, deoarece se ia în considerare, în mod corect, atît influența impedanței proprii a înfășurării secundare cît și a corecției de înfășurare și nu necesită diverse ipoteze simplificatoare. Pe de altă parte, la această metodă se întîmpină o serie de greutăți, în special la transformatoarele pentru curenți mari și cu coeficienți mari de saturație.

Metoda cea mai simplă de verificare este reprezentată în fig. 11.14, *a*. Înfășurările primare ale transformatorului de verificat T_X și ale transformatorului de comparație T_N, legate în serie, sînt alimentate de la sursa reglabilă. Transformatorul T_X este supus la sarcina nominală Z_n (inclusiv ampermetrul A_2). Transformatorul T_N se alege, de obicei, în așa fel, încît să aibă cîteva domenii de măsurare, comutabile, iar domeniul lui este totdeauna mai mare decît îi corespunde raportul de transformare al transformatorului de verificat T_X. Prin comutarea domeniului de măsurare a ampermetrului A_1 se obțin abateri destul de mari. Pentru un anumit curent primar I_1 măsurat cu ampermetrul A_1, ampermetrul A_2 indică valorile curentului secundar I_2. Cu ajutorul valorilor măsurate se trasează caracteristica de supracurent $I_2 = f(I_1)$ (fig. 11.14, *b*), în modul următor: pe ambele axe se trec, la o aceeași scară, valorile relative $x = I_1/I_{1n}$ și $y = I_2/I_{2n}$.

Caracteristica ideală de supracurent a transformatorului de curent este reprezentată pentru $\Delta_i = 0$, de dreapta *1*, trasată sub un unghi de 45°. Caracteristica reală de supracurent *3* se curbează din cauza creșterii erorii de curent. Pe diagramă se desencază în continuare dreapta *2*, care corespunde caracteristicii ideale, avînd o

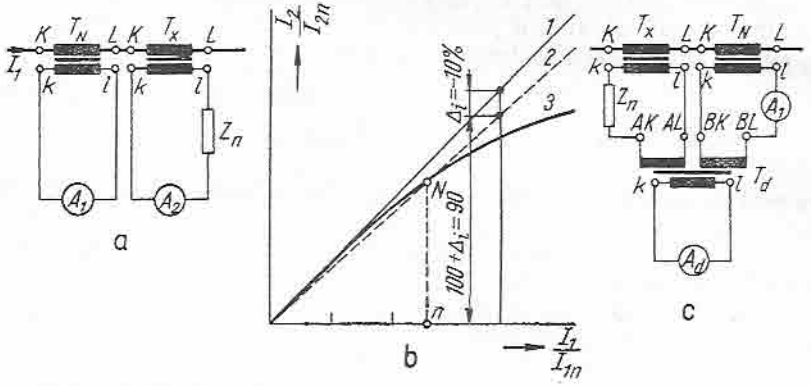


Fig. 11.14. Verificarea directă a coeficientului de saturație și a caracteristicii de supracurent:

a — schema de legături; *b* — alura caracteristicii de supracurent; *c* — schema de legături cu transformator diferențial T_d.

eroare constantă $\Delta_i = -10\%$. Intersecția dreptei *2* cu caracteristica de supracurent *3* se face în punctul *N*, a cărui proiecție pe abscisă reprezintă multiplul curentului primar, pentru care eroarea de curent este —10% și, deci, reprezintă direct factorul de saturație n.

Pentru scurtarea duratei de verificare prin metoda directă, care necesită multe verificări ale valorilor luate separat și reprezentarea grafică a caracteristicii de supracurent, se mai poate proceda la măsurarea curenților folosindu-se ampermetrul cu două sisteme, cu scară comună. Raporturile de transformare ale transformatoarelor T_X și T_N trebuie să fie identice. Sistemul ampermetrului A_1 este aranjat astfel încît să indice cu 10% mai puțin decît reprezintă valoarea reală a curentului. Sistemul ampermetrului A_2 indică corect. Cînd se ajunge la abateri identice la ambele ampermetre, se poate citi direct factorul de saturație pe scara gradată în unități ale factorului de saturație n.

În locul unui ampermetru dublu se poate utiliza transformatorul diferențial de curent (fig. 11.14, *c*) [11.15]. Spirele primare ale transformatorului diferențial T_d se aleg în așa fel încît la eroarea de —10% tensiunile magnetomotoare primare ale lor să fie egale, și astfel, se pot scădea. În timpul căutării multiplului curentului primar nominal n, ampermetrul A_d, legat la înfășurarea a treia, indică abaterea minimă. Factorul de saturație n se citește pe scara ampermetrului A_1, legat în circuitul secundar al transformatorului de măsură și de comparație a curentului. Deoarece cu transformatorul diferențial se măsoară diferența geometrică și nicidecum cea aritmetică a ambilor curenți, această metodă nu se poate aplica la transformatoarele care la supracurent au o eroare mare de unghi.

Metodele directe pentru verificarea coeficientului de saturație prezintă o serie de dificultăți, în special în cazul curenților mari și al coeficienților mari de saturație. Verificarea trebuie să se facă foarte repede, pentru ca transformatoarele și celelalte aparate să nu fie deteriorate de creșterea temperaturii în cazul curenților mari. De aceea, rezultatele verificării se înregistrează cu ajutorul oscilografului. Sursele de alimentare trebuie să aibă o putere mare pentru executarea acestei verificări. Precizia admisă la verificarea factorului de saturație prin metoda directă este $\pm$ 10%.

11.4.2. Metode indirecte

Cea mai folosită metodă indirectă pentru determinarea factorului de saturație este aceea rezultată din caracteristica de mers în gol. Caracteristica de mers în gol se verifică prin încercarea efectuată după schema din fig. 11.15, *a*, dacă se alimentează transformatorul de verificat la partea secundară. Valorile măsurate $U_0 = f(I_0)$ se reprezintă în graficul din fig. 11.15, *b*, curba *1*.

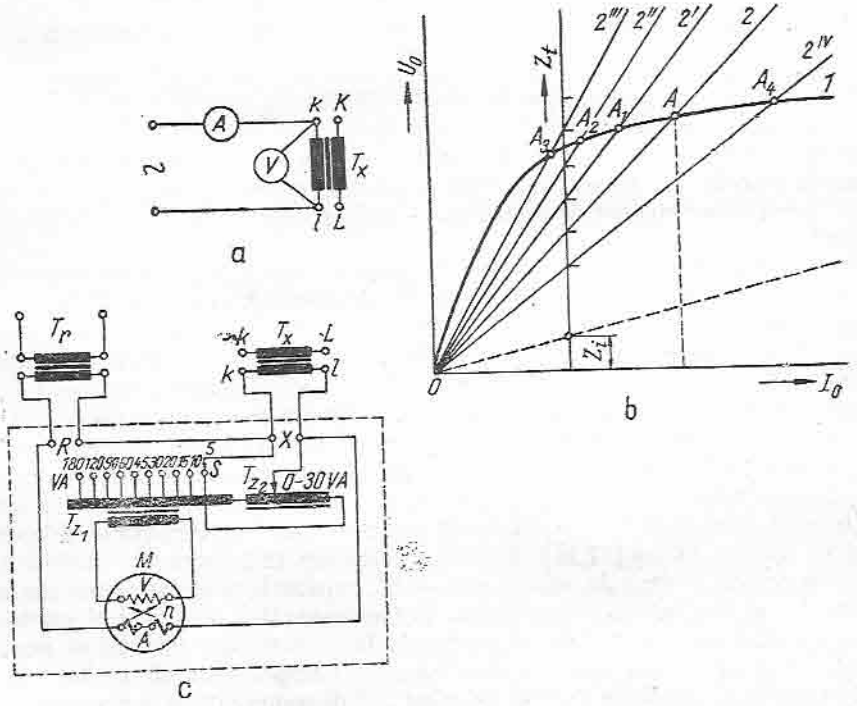


Fig. 11.15. Verificarea indirectă a coeficientului de saturație:

a — schema de legături pentru măsurarea caracteristicii la mersul în gol; *b* — determinarea factorului de saturație cu ajutorul caracteristicii de mers în gol; *c* — schema de legături pentru verificarea coeficientului de saturație prin metoda indirectă.

În continuare se determină sarcina totală, cu ajutorul relației

$$|Z_t| = \sqrt{(Z_n \cos \varphi + R_i)^2 + (Z_n \sin \varphi + R_i \operatorname{tg} \varphi_i)^2} \ [\Omega;\ \Omega]. \tag{11.3}$$

În majoritatea cazurilor se alege $\operatorname{tg} \varphi_i = 0{,}75$. Pentru transformatoarele de curent cu miez toroidal și cu înfășurarea secundară repartizată uniform pe circuitul magnetic, se ia $\operatorname{tg} \varphi_i \approx 0 \ldots 0{,}15$.

În cazul unui multiplu n al curentului nominal, pentru care eroarea de curent este —10%, tensiunea la sarcină Z_t este dată de relația

$$U_0 = 0{,}9\ I_{2n}\ n\ |Z_t| \ [\mathrm{V};\ \mathrm{A},\ \Omega]. \tag{11.4}$$

Presupunînd că sarcina este pur inductivă, curentul la mersul în gol al transformatorului de verificat este în aceeași fază cu curentul primar și curentul secundar este egal cu diferența aritmetică a acestor curenți, în cazul unui raport de transformare de 1 : 1. Rezultă că pentru multiplul n al curentului, curentul de mers în gol va fi

$$I_{0n} = 0{,}1\ n\ I_{2n} \qquad [\mathrm{A};\ \mathrm{A}]. \tag{11.5}$$

Dacă relația (11.5) se introduce în relația (11.4), atunci tensiunea sarcinii va fi

$$U_{0n} = 9\ I_{0n}\,|Z_t| \ [\mathrm{V};\ \mathrm{A},\ \Omega]. \tag{11.6}$$

Această relație, reprezentată pe diagrama 11.15, *b*, este dreapta *2*, care întîlnește caracteristica de mers în gol (curba *1*) în punctul *A*, ce determină curentul I_{0n} pentru coeficientul de saturație n. Coeficientul de saturație se calculează din relația (11.5)

$$n = 10\,\frac{I_{0n}}{I_{2n}} \quad [—\ ;\ \mathrm{A}]. \tag{11.7}$$

Coeficientul de saturație calculat prin metoda arătată mai sus este cel mai mic și este valabil pentru sarcina pur inductivă. În realitate, transformatorul de curent alimentează o sarcină ($\cos \varphi = 0{,}8$), care pe lîngă componenta inductivă o are și pe cea activă. Pentru acest factor de putere și unghi dintre curentul și tensiunea de mers în gol, în zona de supracurent (v. subcap. 10.5) [10.17], rezultă că curentul de mers în gol și curentul primar nu sînt în fază, iar în calcul este corect să se ia în considerare diferența geometrică a acestor curenți. Aceasta se face prin modificarea relației (11.6) în

$$U_{0n} = 7\ I_{0n}\,|Z_t| \ [\mathrm{V};\ \mathrm{A},\ \Omega]. \tag{11.8}$$

În acest caz, rezultatul este mai apropiat de raportul real de transformare al transformatorului de curent, iar coeficientul de saturație rezultat este mai mare.

Determinarea coeficientului de saturație din caracteristica de mers în gol este destul de precisă pentru transformatoarele cu clasa de precizie 1 sau mai mare, la care corecția pentru înfășurare este neglijabilă. Pentru transformatoarele cu clasa

de precizie 3, este foarte avantajos să se menționeze și valoarea corecției pentru înfășurarea ν (relația 3.43), cu care relația (11.8) se transformă în

$$U_{0n} = 7\ I_{0n}\,|\,Z_t\,|\,\frac{1}{1+|\,0{,}1\nu\,|} \quad [\mathrm{V};\ \mathrm{A},\ \Omega,\ \%]. \tag{11.9}$$

Toleranța admisă pentru precizie, la determinarea coeficientului de saturație prin metoda indirectă, este de $\pm$ 20%.

Analog se procedează și în cazul determinării coeficientului de saturație pentru alte sarcini, a căror tensiune este dată de dreptele *2'*, *2''* etc., care intersectează caracteristica de mers în gol în punctele A_1, A_2 etc. Pentru reprezentarea în grafic a acestor drepte se poate alege o scară auxiliară de sarcini Z_t, paralelă cu axa ordonatelor.

La fel ca în cazul metodei directe, și în cazul metodei indirecte se poate simplifica și scurta durata de verificare, prin folosirea aparatului de măsurat cu două echipaje și scară comună, dintre care unul acționează ca voltmetru, iar celălalt ca ampermetru [11.14]. Dacă trebuie făcută posibilă citirea directă a coeficientului de saturație cînd cele două devieri sînt egale, adică atunci cînd indicatoarele se suprapun, este necesar ca pentru diferite sarcini să se schimbe domeniul de măsurare al sistemului de tensiune. Ambele sisteme trebuie să aibă aceleași devieri pe scară, chiar și în cazul schimbării limitelor de măsurare. Scara este etalonată direct în unități ale factorului de saturație n. Limita necesară de măsurare a sistemului de curent este dată numai de curentul de mers în gol, care corespunde limitei de măsurare pentru n. Acest curent nu depinde de alegerea sarcinii. Pentru factorul de saturație *15* și curentul secundar nominal de 5 A, limita de măsurare este $15 \times 0{,}5 = 7{,}5$ A [relația (11.7)]. În schimb, limita de măsurare a sistemului de tensiune depinde de valoarea sarcinii totale, pentru care corespunde factorul de saturație. La un curent primar de 15 I_{1n} și la un curent secundar nominal I_{2n}, curentul secundar este

$$I_2 = 15\ I_{2n} - 0{,}1 \cdot 15\ I_{2n}\ [\mathrm{A};\ \mathrm{A}], \tag{11.10}$$

pentru $I_{2n} = 5$ A, rezultă $I_2 = 75 - 7{,}5 = 67{,}5$ A, iar pentru limita de tensiune căutată este valabilă relația

$$U_2 = 67{,}5\ |\,Z_t\,| = 67{,}5\,|\,Z_n + Z_i\,| \quad [\mathrm{V};\ \mathrm{A},\ \Omega] \tag{11.11}$$

pentru diferite sarcini nominale.

În fig. 11.15, *c* este reprezentată schema instalației de măsurare pentru verificarea factorului de saturație în limitele 0—15 la o încărcare de 0—210 VA, sau 0—30 la o încărcare de 0—105 VA. Aparatul de măsurat *M*, care este asemănător cu voltmetrul de sincronizare, are două sisteme electromagnetice de măsură, unul de tensiune *V* și celălalt de curent *A*. Sistemul de curent este comutabil la 7,5 și 15 A. Variația limitei de măsurare a sistemului de tensiune se obține cu ajutorul transformatorului de măsură cu tensiune T_{Z1} cu derivațiile respective, corespunzătoare sarcinilor nominale de la 5 la 180 VA. Autotransformatorul special de reglare T_{Z2} servește pentru ajustarea sarcinii interne în limitele 0—30 VA. Cu ajutorul autotransformatorului T_{Z2} se poate regla continuu orice sarcină a transformatorului.

Procedeul de verificare este foarte simplu. Înfășurarea secundară a transformatorului de verificat se leagă la bornele X, iar la bornele R se leagă sursa de alimentare reglabilă T_r. Cu ajutorul comutatorului S și al prizelor se introduce în circuitul transformatorului sarcina necesară. Pe scara autotransformatorului T_{Z_2} se reglează tensiunea auxiliară după rezistența înfășurării secundare măsurată R_2, a transformatorului de verificat, corespunzător sarcinii interne a transformatorului. Tensiunea sursei de alimentare reglabile se mărește treptat, fiind arătată de devierea crescîndă a indicatorului voltmetrului V, în timp ce indicatorul ampermetrului A rămîne mai în urmă. O dată cu creșterea saturației transformatorului, crește rapid și curentul de magnetizare, iar indicatorul ampermetrului ajunge din urmă acul indicator al voltmetrului. În locul unde cele două ace indicatoare se întîlnesc se poate citi direct coeficientul de saturație căutat n.

Cu ajutorul acestei instalații se poate stabili ușor sarcina respectivă pentru un anumit coeficient de saturație. Procedeul de verificare este următorul: de la sursa de reglare se modifică curentul în așa fel, încît acul indicator al sistemului A (ampermetru) să indice coeficientul de saturație dat. Cu ajutorul comutatorului S de la transformatorul T_{Z_1} și al autotransformatorului de reglare T_{Z_2} se reglează și acul indicator al sistemului V (voltmetru), la același coeficient de saturație. Suma sarcinilor reglate va indica sarcina totală pentru valoarea dată a factorului de saturație. Prin citirea sarcinii interne se obține sarcina nominală căutată.

Prin metoda indirectă se poate determina și caracteristica transformatorului. În diagrama caracteristicii de mers în gol se trasează dreptele 2 pentru sarcină constantă și erorile 5, 10, 15, 20% etc. (v. subcap. 10.5).

În locurile de intersecție ale dreptelor cu caracteristica se obțin puncte ale căror segmente determină curentul de mers în gol la calculul multiplului curentului primar, în funcție de eroarea respectivă pentru curent (tabelul 11.1).

Tabelul 11.1

Relațiile pentru calcularea caracteristicii de supracurent prin metoda indirectă

Eroarea de curent	Ecuația dreptei	Multiplii curentului nominal		
			$I_{2n} = 5\,A$	$I_{2n} = 1\,A$
5%	$U_0 = 7{,}5 \cdot I_0 \lvert Z_t \rvert$	$x_5 = 5\,I'_0/I_{2n}$	$x_5 = I'_0$	$x_5 = 5\,I'_0$
10%	$U_0 = 7{,}0 \cdot I_0 \lvert Z_t \rvert$	$x_{10} = 10\,I'_0/I_{2n}$	$x_{10} = 2\,I'_0$	$x_{10} = 10\,I'_0$
15%	$U_0 = 6{,}5 \cdot I_0 \lvert Z_t \rvert$	$x_{15} = 15\,I'_0/I_{2n}$	$x_{15} = 3\,I'_0$	$x_{15} = 15\,I'_0$
25%	$U_0 = 6{,}2 \cdot I_0 \lvert Z_t \rvert$	$x_{20} = 20\,I'_0/I_{2n}$	$x_{20} = 4\,I'_0$	$x_{20} = 20\,I'_0$

Coeficientul de saturație n, înscris pe eticheta transformatorului, este valabil pentru sarcina nominală P_n. Dacă transformatorul alimentează o altă sarcină, factorul de saturație se modifică. Valoarea n_s, pentru sarcina reală P_s, se determină din relația

$$n_s = n \frac{P_n + P_i}{P_s + P_i} \quad [-;\ \text{VA}], \tag{11.12}$$

unde P_i este sarcina internă a transformatorului și se determină din rezistorul înfășurării secundare.

Factorul de saturație caracterizează cu mare aproximație precizia transformatorului de curent în zona de supracurent, deoarece la curenți mari corespunde o eroare mare de unghi, pentru a cărei mărime nu sînt stabilite toleranțe. Verificarea erorii de curent și a erorii de unghi în zona de supracurent este mai puțin precisă.

11.5. Verificările la încălzire

Verificarea încălzirii transformatoarelor de măsură se face ca și pentru alte aparate electrice, cu unele condiții suplimentare (tabelul 11.2).

Tabelul 11.2

Condițiile prevăzute pentru încercarea la încălzire [N1].

Tipul transformatorului de măsură sau de protecție	Curentul primar	Tensiunea primară	Sarcina circuitului secundar	Curentul de sarcină al circuitului secundar auxiliar
Transformator de curent	Curentul de încălzire (120% I_{1n})	—	Nominală $\cos \varphi = 1$	—
Toate transformatoarele de tensiune	—	Tensiunea nominală de izolare (tabelul 11.3)	Corespunde puterii maxime $\cos \varphi = 1$ (subcap. 3.16)	—
Transformatoare de tensiune monofazate destinate funcționării în sisteme cu neutrul izolat sau legat la pămînt	—	Calitatea izolației (tabelul 11.3)	Nominală $\cos \varphi = 1$	Curentul de sarcină nominal
Transformatoare de tensiune monofazate destinate funcționării în sisteme cu neutrul legat la pămînt	—	80% din nivelul de izolare (tabelul 11.3)	Nominală $\cos \varphi = 1$	Curentul de sarcină nominal
Transformatoare de tensiune trifazate destinate să funcționeze în sisteme cu neutrul izolat sau legat indirect la pămînt	—	Tensiunea nominală de izolare simetrică trifazată (tabelul 11.3). Una dintre fazele înfășurării primare este legată la neutru	De trei ori sarcina nominală $\cos \varphi = 1$	Curentul de sarcină nominal

În timpul încercării la încălzire, transformatoarele (în special transformatoarele de curent) trebuie să fie legate la sursa de alimentare prin bare lungi de 1—1,50 m, dimensionate pentru curentul nominal al transformatorului, conform normei CSN 34 1020.

Încălzirea respectiv temperatura, se verifică prin diferite metode. Temperatura lichidelor se verifică, de obicei, cu termometrul sau cu sonda, care trebuie introduse destul de adînc sub nivel, pentru a se măsura temperatura cea mai mare. Ca sonde, cel mai adesea se folosesc termoelementele, care permit utilizarea diferitelor aparate înregistratoare, pentru înregistrarea întregii aluri a curbei de încălzire.

În locul termoelementelor pentru măsurarea temperaturii (a încălzirii) se mai pot utiliza aparatele de măsurat cu traductoare cu semiconductoare (termistoare). Aceste aparate au mai multe avantaje. Capacitatea termică mică a traductorului permite măsurări în gaze, lichide, la obiecte mici și la izolanți (cu conductivitate termică mică), constanta de timp este foarte mică, astfel încît cu acest aparat se poate măsura și încălzirea la verificările de scurtcircuit.

Temperatura înfășurărilor din cupru sau din aluminiu se determină, de obicei, prin creșterea rezistenței electrice, cu ajutorul relației

$$\vartheta = \frac{R_t}{R_s}(234{,}5 + \vartheta_s) - 234{,}5 \quad [°C;\ \Omega], \tag{11.13}$$

în care: R_t este rezistența înfășurării încălzite, în Ω;
R_s — rezistența înfășurării reci, în Ω;
ϑ — temperatura înfășurării, în °C;
ϑ_s — temperatura înfășurării reci, în °C.

Temperatura astfel calculată reprezintă temperatura medie a întregii înfășurări la care unele porțiuni pot avea o temperatură mai mare. Cu ajutorul diverselor măsurări de verificare și din experiență, se presupune că această diferență nu depășește 10°C. Determinarea încălzirii prin creșterea rezistenței electrice necesită un volum de muncă mare și este de lungă durată. Pentru simplificarea și urgentarea calculării se utilizează nomogramele (fig. 11.16). Dacă în cazul încercării trebuie stabilită alura curbei de încălzire, este necesar ca alimentarea să fie întreruptă la anumite intervale și să se măsoare repede rezistența. Încercarea la încălzire se continuă pînă cînd creșterea temperaturii este mai mică decît 1°C/oră.

Pentru reducerea duratei încercării la încălzire, la început se depășesc parametrii de punere în sarcină. Temperaturile constante trebuie să fie obținute în condițiile prescrise.

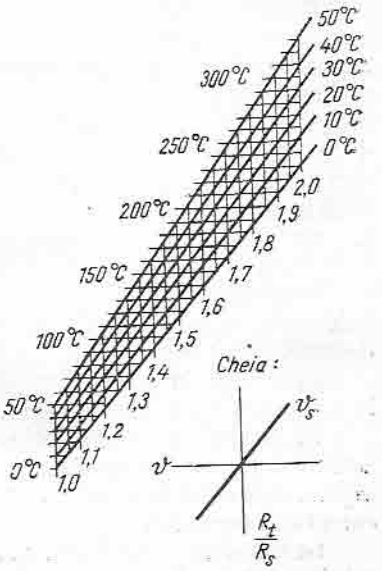


Fig. 11.16. Nomogramă pentru calculul temperaturii la creșterea rezistenței electrice a înfășurării de cupru sau de aluminiu [NI].

La încălzire trebuie să se țină seama și de influența temperaturii mediului înconjurător asupra funcționării și siguranței în exploatare a transformatoarelor de măsură. Valorile temperaturilor și încălzirilor admise sînt stabilite pentru o anumită temperatură maximă și minimă a mediului înconjurător, atît pentru aparatele de tip interior cît și pentru cele de tip exterior. La transformatoarele de măsură înglobate în rășină epoxidică turnată, există pericolul ca la temperaturi joase să aibă loc fisurarea și deteriorarea izolației principale. Acesta este cazul în special la transformatoarele de tip exterior. De aceea este necesar ca ele să fie încercate la temperaturi joase. Transformatoarele de măsură cu dimensiuni mici se pot instala în incinte răcite, în care se pot stabili diferite cicluri termice. Încercările în incinte cu climă condiționată se pot înlocui cu încercări ce constau în introducerea transformatorului într-un amestec de răcire (de exemplu, gheață uscată — CO_2 — benzină sau tricloretilen etc.). Transformatoarele de măsură mari trebuie supravegheate cu atenție în timpul încercărilor în exploatare.

11.6. verificarea stabilității la scurtcircuit

Stabilitatea la scurtcircuit a transformatoarelor de curent este definită de valorile curentului limită dinamic și de curentul limită termic de scurtcircuit, înscrise pe eticheta transformatorului (cap. 5).

Pentru verificarea stabilității la scurtcircuit sînt necesare: sursa de curent de putere mare, putere care este în funcție de curentul primar nominal, tensiunea magnetomotoare primară, curentul limită dinamic și termic de scurtcircuit, mărimea și construcția transformatorului de curent. Din acest motiv, încercările se fac în laboratorul special de încercări la scurtcircuite. În circuitul de încercare se introduc, dacă este necesar, reactanțe liniare, a căror valoare este de circa 5—10 ori mai mare decît impedanța în stare saturată a transformatorului de curent supus încercării. Luîndu-se această măsură, instalația laboratorului de scurtcircuite este protejată împotriva creșterilor de curent ce pot apărea datorită deteriorării transformatorului, încercarea apropiindu-se de situațiile posibile în exploatare.

La verificarea pentru curentul limită dinamic, laboratorul de scurtcircuite trebuie utilat cu instalații de sincronizare, cu ajutorul cărora se poate stabili curentul de scurtcircuit care are o componentă continuă mare.

Încercarea în laboratorul de scurtcircuite are ca scop verificarea stabilității la scurtcircuit a transformatorului, pentru confirmarea valorilor luate prin calcul.

În timpul încercării înfășurările secundare ale transformatorului de curent trebuie să fie scurtcircuitate. Pentru verificarea raportului de transformare este avantajoasă utilizarea în circuitul secundar a unui șunt (cu rezistență mică) și măsurarea curentului secundar.

La transformatoarele pentru curenți primari mici și la cele cu înfășurarea primară sub formă de buclă mare, trebuie urmărită cu mare atenție și problema supratensiunilor ce pot apărea datorită supracurenților mari. Din punctul de vedere al condițiilor de exploatare este avantajos ca verificarea stabilității la scurtcircuit a acestor transformatoare să se facă la sarcină nominală, deoarece la înfășurări apar în acest caz

cele mai mari tensiuni. La transformatoarele de tip în cascadă apar tensiuni periculoase chiar și între treptele separate ale cascadei, care se transmit și celorlalte trepte. Și la aceste transformatoare se recomandă verificarea stabilității la scurtcircuit, la sarcina nominală.

Transformatoarele de foarte înaltă tensiune, în ulei, sînt uneori verificate fără cuva de porțelan și fără ulei (de exemplu, în cadrul încercărilor experimentale). Părțile componente ale transformatorului sînt fixate într-o ramă de lemn (fig. 11.17).

Valoarea curentului limită dinamic este determinată conform normei ČNS 35 1360, de stabilitatea la scurtcircuit a înfășurării ce caracterizează transformatorul.

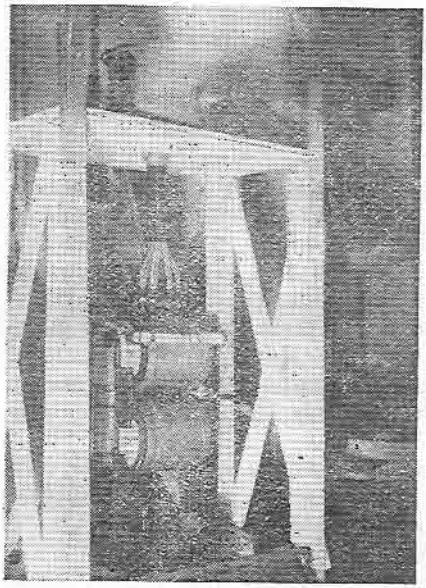


Fig. 11.17. Transformatorul de curent 2JO 110, 110 kV, 150—300—600//1/1A, montat într-o ramă de lemn pentru încercarea în laboratorul de scurtcircuite (ŠKODA Plzeň).

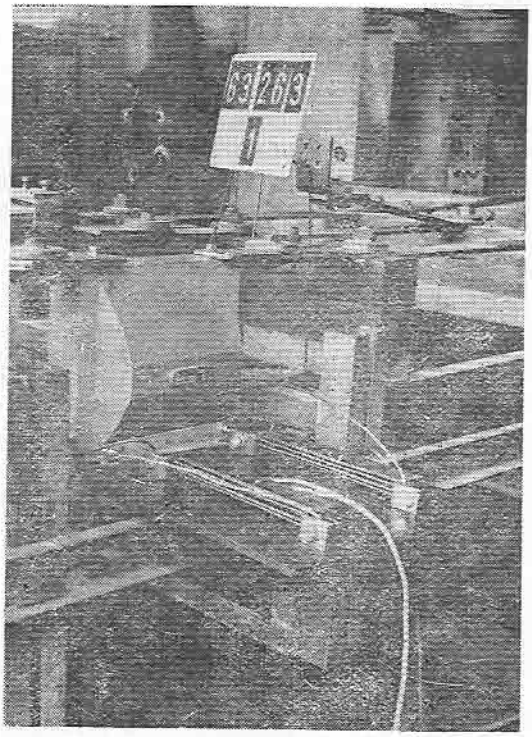


Fig. 11.18. Transformatorul de curent cu stabilitate mare la scurtcircuit, varianta PC 353, de 35 kV, montat pe suportul de încercare, pentru verificarea la scurtcircuit, în cadrul laboratorului de scurtcircuite (EJF Brno-Vúse Běchovice).

De aceea, transformatorul supus la încercare trebuie introdus în circuitul de verificare, astfel încît să nu apară solicitări inadmisibile în barele de alimentare (fig. 11.18) și la bornele transformatorului. De asemenea, conductorul de întoarcere al

circuitului de încercare la scurtcircuit trebuie să fie plasat la o distanță corespunzătoare, pentru ca acțiunea lui asupra transformatorului supus verificării să fie minimă. Aceste influențe exterioare caracterizează stabilitatea la scurtcircuite exterioare, caracteristică ce trebuie introdusă în condițiile tehnice stabilite de furnizor pentru un anumit tip de transformator. Astfel, pentru transformatoarele tip suport, este arătată forța admisă la care pot fi supuse bornele primare, dacă acest transformator se utilizează și ca tip suport.

Trebuie menționată și influențarea reciprocă a două transformatoare montate unul alături de celălalt, la distanța minimă prescrisă pentru gradul de izolație nominal. Dacă în această situație se reduce stabilitatea internă la scurtcircuite, este necesar să se țină seama de aceasta la întocmirea proiectului pentru instalația de distribuție.

Stabilitatea exterioară la scurtcircuite a unor transformatoare se poate stabili prin încercări mecanice. Prin solicitare mecanică se determină forța pentru care are loc deteriorarea unui element oarecare sau a întregului transformator.

Pentru încercarea transformatoarelor de curent care funcționează la tensiune foarte înaltă, norma CSN 35 1363 stabilește configurația circuitului pentru încercarea la scurtcircuit, adică amplasarea transformatoarelor, lungimea conductoarelor de alimentare, distanțarea conductorului de întoarcere și numărul de suporturi. Prin acest aranjament se determină acțiunea exterioară a circuitului asupra transformatorului de verificat, adică stabilitatea exterioară la scurtcircuit.

În cazul dimensionării transformatorului, valoarea curentului limită termic la scurtcircuit se determină prin calcul (v. relația 5.1), din secțiunea și din conductivitatea materialului conductoarelor înfășurării și al altor elemente prin care trece curent. Prin calcul nu se pot determina însă influențele diferitelor elemente suport, ale defectelor materialelor, conductoarelor etc. În acest caz, numai încercarea la curentul limită termic de scurtcircuit arată situația calitativă și termică a transformatorului. Defecțiunile îmbinărilor nu se manifestă pronunțat în timpul încercării la încălzirea de durată cu curent nominal, deoarece căldura dezvoltată la locul de îmbinare este disipată repede. În timpul încercării cu curent limită termic de scurtcircuit apare însă la locul de îmbinare slabă o supraîncălzire locală, care poate duce la deteriorarea transformatorului.

Se recomandă ca transformatoarele comutabile pe partea primară să fie verificate la curentul limită termic de scurtcircuit pentru conexiunea la care curentul primar nominal este cel mai mare, adică la legarea în paralel a ramurilor individuale. Datorită cîmpului magnetic exterior sau rezistențelor de valori neegale apare o distribuție neuniformă a curentului și suprasolicitarea deosebită a unor ramuri paralele. În cazul acestei legări, bornele primare sînt solicitate de asemenea la curentul maxim prevăzut.

Încercarea la curentul limită termic este foarte importantă pentru transformatoarele înglobate în rășină epoxidică turnată. În timpul verificării cu curent termic de scurtcircuit apar în interiorul transformatorului tensiuni mecanice importante, datorită încălzirilor bruște și acțiunii forțelor electrodinamice, care în cazul unei elasticizări imperfecte pot provoca deteriorarea izolației principale sau chiar a întregului transformator.

11.7. Încercările de izolație

Încercările de izolație, prin care se stabilește dacă izolația transformatoarelor de măsură corespunde solicitărilor electrice din timpul exploatării (cap. 4), sînt unele dintre cele mai importante încercări. Transformatoarele inductive se verifică la tensiunea de frecvență industrială și la tensiunea cu unde de impuls. Valorile tensiunilor de încercare date în tabelul 11.3 sînt stabilite ținînd seama de coordonarea izolației în instalația electrică respectivă și în rețea.

Pentru transformatoarele de curent sînt hotărîtoare încercările la tensiunea de ținere de frecvență industrială și la tensiunea de ținere de impuls. Aceste tensiuni se aplică între înfășurarea primară și celelalte înfășurări sau elementele legate la pămînt. Asemănătoare este situația și la transformatoarele de tensiune cu izolație plină. Tensiunea de încercare pentru verificarea izolației între spire (izolația longitudinală) a transformatorului de tensiune este determinată de tensiunea nominală. Pentru transformatoarele de tensiune monofazate, care se leagă între fază și pămînt, ca și pentru transformatoarele de tensiune trifazate, ca nivel nominal de izolație se consideră tensiunea de linie și în nici un caz tensiunea pe fază. De aceea, valoarea tensiunii de încercare pentru verificarea izolației între spire se stabilește în funcție de valoarea tensiunii între faze.

Tabelul 11.3

Tensiunile de încercare pentru transformatoarele de măsură, conform STAS 4324-62.

Tensiunea nominală kV	0,5	3	6	10	15	25	35	60	110	220
Tensiunea maximă de lucru, kV	0,6	3,6	7,2	12	17,5	30	42	72,5	123	245
Tensiunea de ținere la 50 Hz, kV	3	21	27	35	45	65	85	140	230	460
Tensiunea de ținere la unda de impuls 1,2/50 μs, kV	—	45	60	75	95	150	195	325	550	1050
Tensiunea minimă de conturnare în stare uscată, kV	3,3	23	30	39	49,5	71,5	94	152	252	505

Înfășurarea secundară și celelalte înfășurări de joasă tensiune se încearcă cu tensiune alternativă de 2 kV aplicată între ele și față de elementele legate la pămînt. La această tensiune trebuie să fie izolată borna înfășurării primare de la transformatoarele de tensiune monofazate, care în timpul funcționării se leagă la pămînt.

Transformatoarele de măsură de tip interior se verifică numai în stare uscată cele de tip exterior se verifică și sub ploaie. Verificarea sub ploaie se face numai ca încercare de tip și numai la tensiunea de frecvență industrială. În timpul încercării izolației exterioare, se măsoară temperatura, presiunea aerului și umiditatea în apropierea locului de încercare. Corecția la condițiile atmosferice se face numai pentru izolația principală exterioară [N1, 11.21].

Pentru încercările de izolație, transformatoarele de măsură trebuie să fie bine pregătite, uscate, șterse de praf și dotate cu toate accesoriile inclusiv eclatorul de coordonare a izolației (coarnele de protecție). Transformatoarele în ulei trebuie să fie umplute cu ulei pînă la semnul indicat pe dispozitivul de nivel.

Ordinea încercărilor de izolație se stabilește după diferite criterii și după experiență. La transformatoarele de tensiune înaltă se face întîi verificarea la tensiune de frecvență industrială, deoarece este cea mai simplă. Transformatoarele de tensiune foarte înaltă se verifică întîi la impuls.

11.7.1. Verificarea la tensiune de frecvență industrială

În timpul încercării izolației înfășurării primare față de celelalte înfășurări de tensiune joasă sau de elementele legate la pămînt, înfășurarea încercată se scurtcircuitează și se leagă la sursa care dă tensiunea de încercare. Al doilea pol al sursei de încercare, care de obicei este legat la pămînt, se leagă la celelalte înfășurări de joasă tensiune și la elementele legate la pămînt ale transformatorului supus încercării.

Tensiunea de încercare în valoarea eficace se măsoară cu un voltmetru montat la divizorul de tensiune capacitiv (fig. 8.1, *b*). Această instalație de măsurare este combinată cu un voltmetru, de maxim, care este legat la același divizor de tensiune. Pentru verificarea mărimii tensiunii de încercare se mai poate folosi și eclatorul cu sfere. Celelalte metode de stabilire a tensiunii de încercare, de exemplu după raportul de transformare al transformatorului de încercare, nu sînt precise și există pericolul ca, în cazul unei instalații de verificare de putere mică, să apară tensiuni prea mari, nepermise, dacă obiectul încercat are o capacitate importantă.

Aprecierea rezultatului încercării de izolație, prin care se verifică dacă nu a apărut undeva o defecțiune de izolație, se face de cele mai multe ori prin observarea vizuală și prin ascultare. În timpul încercării în instalația de încercare nu trebuie să aibă loc nici conturări și nici străpungeri electrice. La 80% din tensiunea de încercare nu trebuie să apară la transformator descărcări corona (efluvii). În cazul unei conturnări sau al unei străpungeri, curentul transformatorului de încercare crește și intră în acțiune releul de supracurent, care semnalizează defectul în izolație. La unele instalații de încercare, releul transmite simultan și impulsul pentru deconectarea instalației de verificare, pentru ca aceasta din urmă să nu se deterioreze prea mult din cauza arcului electric apărut. Deconectarea bruscă a instalației de încercare determină însă o supratensiune oscilatorie, care poate periclita izolația instalației de verificare. Din această cauză, încercarea nu se recomandă, în special la instalațiile cu tensiune foarte înaltă, costisitoare. La defecte mai mici de izolație releul nu acționează, și, din acest motiv, este avantajoasă includerea unui aparat indicator de străpungere electrică pe legătura la pămînt a instalației de încercare (fig. 11.27) [11.22].

Încercarea longitudinală a izolației transformatorului de tensiune se efectuează la o tensiune superioară celei nominale. Tensiunea de încercare a transformatoarelor cu raporturi de transformare neuzuale se determină pe baza valorilor prescrise pentru tensiunea de încercare, prin interpolare. Transformatorul supus la încercarea cu

tensiune indusă se alimentează, uzual, la partea de joasă tensiune. Valoarea tensiunii de încercare se controlează totdeauna la partea de înaltă tensiune.

Pentru ca în timpul încercării cu tensiune indusă să nu aibă loc saturarea miezului și deteriorarea înfășurării din cauza curentului de magnetizare mare, se recomandă ca măsurarea să se execute întotdeauna la o frecvență superioară (100—300 Hz). În cazul încercării la frecvența de 100 Hz, durata este 1 min. Dacă se folosește o frecvență mai mare decît dublul lui f_n, atunci durata încercării este dată de relația

$$t = 60 \frac{2f_n}{f_z} \quad [\text{s; Hz}]. \tag{11.14}$$

Timpul de verificare nu trebuie să fie mai scurt de 30 s.

Scurtcircuitele între spire se manifestă prin creșterea curentului de magnetizare. În caz de nevoie, pentru punerea în evidență a scurtcircuitului între spire, se repetă încercarea de măsurare a erorilor.

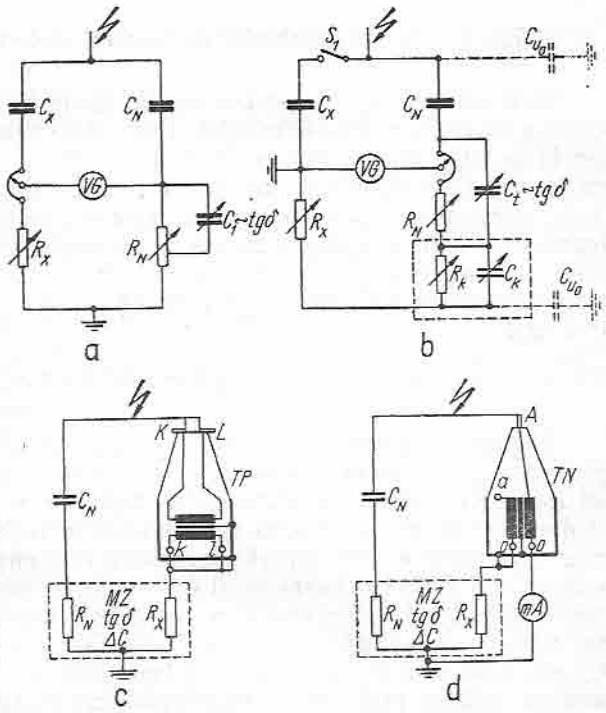


Fig. 11.19. Măsurarea capacității și a unghiului de pierderi, tg δ: *a* — conectarea punții Schering; *b* — conectarea punții Schering modificată, pentru măsurări la aparatele cu neutrul legat la pământ (TETTEX); *c* — conectarea transformatorului de curent la puntea Schering; *d* — conectarea transformatorului de tensiune monofazat la puntea Schering.

La transformatoarele de tensiune monofazate, izolația înfășurările de înaltă tensiune se poate încerca numai cu tensiunea indusă. La unele transformatoare de acest tip se poate măsura tg δ a izolației (fig. 11.19, *d*). Pentru controlul izolației este bine

să se folosească diferite aparate pentru măsurarea descărcărilor coroana (§. 11.7.3) chiar în timpul încercării izolației dintre spire.

În timpul verificării longitudinale a izolației transformatoarelor de curent, unele înfășurării (primară și secundară) se alimentează cu curent de la o sursă reglabilă, cu tensiunea, practic, sinusoidală. Celelalte înfășurări nu sînt puse sub sarcină (bornele sînt deschise). Tensiunea se mărește continuu, pînă cînd valoarea eficace a curentului ajunge la valoarea nominală a curentului înfășurării alimentate, sau cînd valoarea maximă a tensiunii la înfășurarea cu cel mai mic curent nominal ajunge la o valoare de 3 kV. Apoi, curentul se reduce, pentru ca transformatorul să nu rămînă magnetizat. Prin această încercare se demagnetizează totodată miezul înaintea măsurării erorilor (§. 11.2.4). Pentru măsurarea tensiunii trebuie să se folosească aparate de măsurat cu un consum propriu foarte mic. Cel mai simplu aparat este lampa cu neon, apoi oscilografuI catodic sau voltmetrul de maxim. Verificarea longitudinală a izolației nu constituie o dovadă că izolația transformatorului rezistă și la rămînerea în gol de scurtă durată a circuitului secundar (§. 12.13.1), cînd prin primar trece curentul nominal.

11.7.2. Verificarea unghiului de pierderi dielectrice

Verificarea izolației cu tensiunea de ținere la frecvență industrială nu redă situația exactă a calității izolației. Unele defecte ascunse, cum sînt cavitățile de aer în izolație, nu se pot pune în evidență prin această metodă, dar acestea, după un anumit timp de exploatare, pot determina avarii importante. Pentru asigurarea funcționării fără deteriorare a instalațiilor electrice de tensiune înaltă și foarte înaltă, au fost create metode de încercare, cu ajutorul cărora se poate constata calitatea exactă a izolației. Una dintre cele mai cunoscute metode este aceea care utilizează puntea Schering pentru măsurarea capacității și a unghiului de pierderi tg δ

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{I_w}{I_{jc}} \quad [-;\ \mathrm{A}]. \tag{11.15}$$

Unghiul de pierderi dielectrice, tg δ, indică raportul dintre curentul activ de pierderi I_w și curentul capacitiv I_{jc} și este unitatea de măsură a pierderilor care au loc în izolanți. După alura curbei valorilor unghiului de pierderi dielectrice și după mărimea lui, se poate aprecia obiectiv calitatea izolației. La puntea Schering (fig. 11.19, *a*) se compară capacitatea și unghiul de pierderi la două condensatoare, C_N și C_X. Condensatorul C_N reprezintă condensatorul etalon, care are un unghi de pierderi dielectrice foarte mic. Materialul dielectric al acestui condensator este, de obicei, gazul comprimat (N_2, CO_2, eventual aer). Al doilea condensator C_X este condensatorul de verificat, format dintr-un sistem de doi electrozi, separați unul de celălalt prin izolația principală. În fig. 11.19, *c* este reprezentată schema punții Schering pentru măsurarea unghiului de pierderi dielectrice al transformatorului de curent și al transformatorului de tensiune cu izolație plină. Unghiul de pierderi dielectrice se poate măsura și la transformatoarele de tensiune monofazate, folosind schema din fig. 11.19, *d*.

La măsurarea unghiului de pierderi dielectrice, tg δ, trebuie folosită o instalație de încercare izolată (minimum 100 V). În cazul transformatoarelor de măsură mari, pentru tensiuni foarte înalte, la care izolarea instalației de încercare față de pământ nu este prea ușoară, se folosește schema punții Schering din fig. 11.19, *b*. Puntea este legată la rețeaua de legare la pământ a instalației de încercare. În cazul deconectării întrerupătorului S_1, puntea se compensează cu elementele auxiliare de compensare R_k și C_k. După aceasta, întreruptorul se închide și măsurările se efectuează prin metoda curentă.

Pentru scurtarea timpului necesar măsurării lui tg δ au fost create instalații de măsurare pe principiul punții Schering, la care unele elemente funcționează automat sau înregistrează direct curba unghiului de pierderi.

În fig. 11.20 este reprezentată schema instalației semiautomate pentru măsurarea unghiului de pierderi dielectrice, tg δ, prin metoda propusă de Slavik, la care se folosesc aceleași elemente ca și la instalația pentru măsurarea erorilor (fig. 11.9) [11.4]. Tensiunea căreia îi corespunde unghiul de pierderi dielectrice, tg δ, este compensată cu potențiometrul R_k, alimentat de la transformatorul auxiliar T_t, care este legat la înfășurarea terță a transformatorului de verificat T_v.

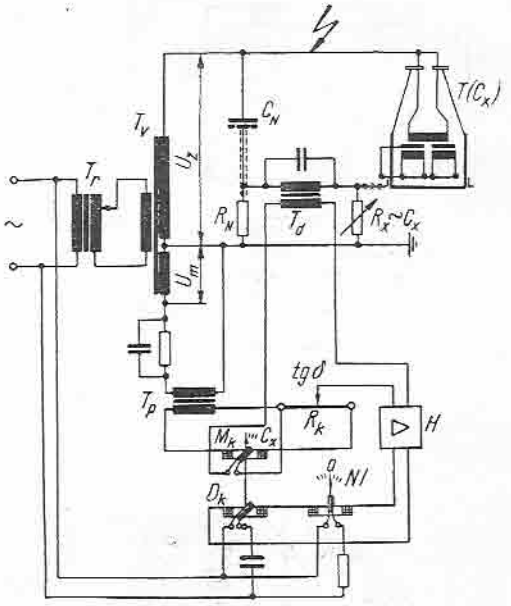


Fig. 11.20. Instalație semiautomată pentru măsurarea unghiului de pierderi și a capacității, prin metoda Slavik.

Tensiunea de compensare, care corespunde variației capacității ΔC_X, se obține de la inductanța mutuală M_k, acționată de sistemul electrodinamic D_k. Ca indicator de nul servește dinamometrul electric NI, cu magnetizare exterioară. Curentul diferențial din diagonala punții este amplificat în amplificatorul H. După reglarea brută a punții cu rezistența R_X, a cărei mărime variază în funcție de capacitatea aparatului de verificat, încercarea se continuă numai prin reglarea potențiometrului R_k, a cărui scară indică direct tg δ, în %. Verificarea cu ajutorul acestei instalații este foarte simplă și sigură.

Siemens și Halske construiesc instalații pentru verificarea lui tg δ, ce se leagă cu aparatul de înregistrare (fig. 11.21) și la care se înregistrează alurile curbelor de variație a unghiului de pierderi dielectrice, capacitățile și tensiunea de verificare. Această instalație este avantajoasă pentru urmărirea de lungă durată a variației unghiului de pierderi, de exemplu în procesul de uscare a transformatoarelor cu ulei și cu izolație de hîrtie.

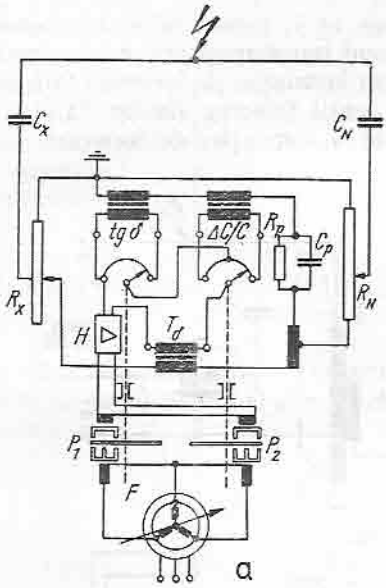
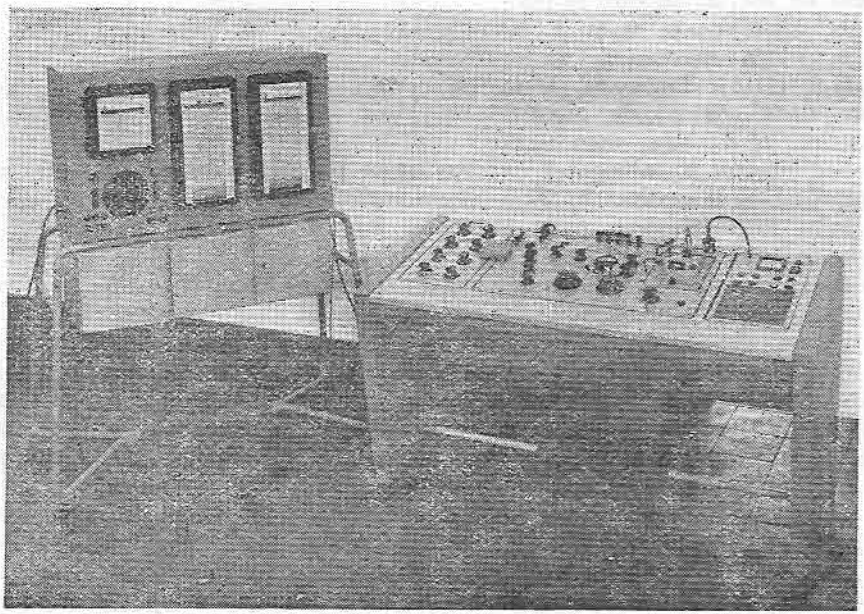


Fig. 11.21. Instalație pentru verificarea unghiului de pierderi dielectrice și a capacității, alături de instalația de înregistrare:

a — schema de legături; C_X — capacitatea aparatului de verificat; C_N — condensatorul normal; P_1, P_2 — acționarea aparatelor de măsurat înregistratoare; F — regulator de faze; H — amplificator; *b* — vedere de ansamblu — în dreapta instalația de verificare, în stînga instalația de înregistrare (Siemens și Halske).



b

Firma Tettex construiește instalații automate de măsurare pentru unghiul de pierderi dielectrice, cuplate cu o mașină de scris, la care după anumite intervale de timp sînt înregistrate toate valorile mai importante, măsurate.

În fig. 11.22 sînt arătate trei curbe caracteristice ale unghiului de pierderi dielectrice, stabilite la transformatoarele de măsură înglobate în rășină epoxidică

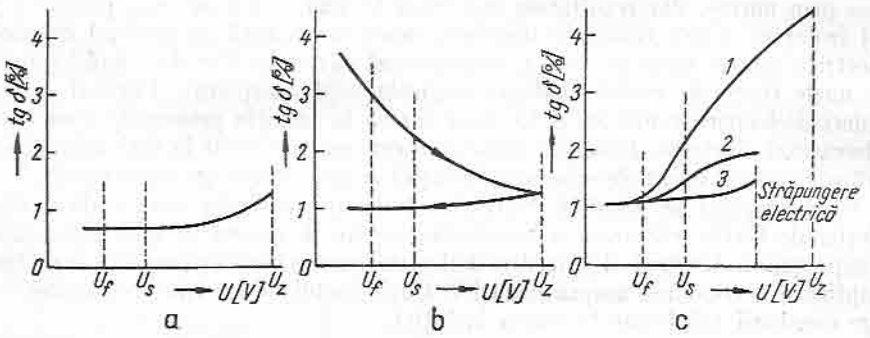


Fig. 11.22. Curbe caracteristice ale variației unghiului de pierderi dielectrice la transformatoarele de măsură de curent, înglobate în rășină epoxidică turnată:
a — transformator cu izolație nedeteriorată; *b*, *c* — transformatoare cu izolație necorespunzătoare (goluri în blocul turnat); *1* — prima verificare; *2* — a doua verificare; *3* — a treia verificare (a avut loc străpungerea electrică).

turnată. Transformatoarele cu izolație de calitate bună au unghiul de pierderi dielectrice, tg δ, foarte mic (fig. 11.22, *a*). Pentru o tensiune cu valoarea apropiată de tensiunea de încercare U_z, unghiul de pierderi începe să crească repede, din cauza ionizărilor superficiale, iar de la o anumită tensiune poate apărea conturnarea sau străpungerea electrică a izolației principale.

În fig. 11.22, *b* este arătat cazul tipic de izolație, la care a apărut o cavitate umplută cu aer. Din această cauză, în jurul cavității apare o schemă de izolație cu doi izolanți diferiți, în serie, iar tensiunea se repartizează între ei invers proporțional cu constantele dielectrice. În aer apare o intensitate a cîmpului electric mai mare decît în mașină și determină, chiar la o tensiune de încercare relativ mică, o creștere a ionizării, scînteieri și descărcări care se manifestă printr-o valoare mare, oscilatorie a unghiului de pierderi dielectrice și o variație importantă a capacității. Descărcările provoacă o carbonizare a izolației din apropierea cavității, ceea ce face ca această cavitate să se scurtcircuiteze și unghiul de pierderi dielectrice să scadă. Pentru o astfel de variație a unghiului de pierderi dielectrice, există pericolul ca în timpul exploatării să se ajungă la deteriorarea întregii izolații principale.

Asemănător este și cazul arătat în fig. 11.22, *c*. Într-un mare număr de cavități mici în rășina epoxidică se manifestă o ionizare intensă și descărcări, care provoacă carbonizarea și continuarea deteriorării izolației pînă la străpungerea electrică.

Variația unghiului de pierderi dielectrice se modifică uneori, după încercarea cu tensiune de ținere la unde de impuls. Cauza este asemănătoare cu cea din fig. 11.22, *b* și *c*. După încercarea cu unde de impuls, unele cavități ale materialului dielectric se scurtcircuitează și, prin aceasta, se modifică curba de variație a unghiului de pierderi dielectrice.

Valoarea și modul de variație a unghiului de pierderi dielectrice nu sînt prescrise prin norme, dar rezultatele încercării ne dau o noțiune mai precisă a calității izolației. Unele tipuri de transformatoare de măsură au unghiul de pierderi dielectrice relativ mare și, totuși, funcționează ani mulți fără deteriorări (de exemplu, unele tipuri de transformatoare cu izolație de porțelan). Unghiul mare de pierderi dielectrice confirmă și în acest caz că în izolația principală apar ionizări și descărcări electrice. Deoarece porțelanul este mai rezistent la carbonizare, aceste descărcări nu provoacă deteriorarea izolației și nici străpungerea electrică.

După unghiul de pierderi dielectrice se poate controla starea de uscare a izolației de hîrtie înfășurată a transformatoarelor de curent cu ulei puțin, înainte de impregnare. Unghiul de pierderi dielectrice variază cu temperatura și cu timpul de aplicare a tensiunii asupra izolației. După modul de variație a valorilor se pot trage concluzii privitoare la starea izolației.

11.7.3. Verificarea la descărcărilor parțiale și stabilirea nivelului de perturbație radio

Unghiul de pierderi dielectrice, stabilit cu ajutorul punții Schering, indică pierderile totale în materialul dielectric. Izolația de calitate bună, fără cavități interioare, are unghiul de pierderi dielectrice practic constant (fig. 11.22, *a*). La materialele cu cavități, umplute cu aer sau cu alte gaze, de la o anumită valoare a gradientului de potențial, tangenta curbei de variație a tg δ, în funcție de tensiune, începe să crească rapid. Creșterea acestor pierderi este determinată de ionizarea care are loc în cavitățile izolației. Gradientul la care încep să apară descărcările în materialul dielectric se numește *prag de ionizare*. Descărcările parțiale acționează termic, chimic și electric, corodînd izolația pînă la deteriorarea ei. Străpungerea izolației poate fi de natură electrică sau termică. Din aceste motive, determinarea pragului de ionizare și a descărcărilor parțiale are o mare însemnătate. Descărcările corona se pot determina și cu ajutorul punții Schering, după ce, mai întîi, puntea se compensează prin metoda normală. În continuare, compensarea punții se face cu ajutorul oscilografului numai pentru armonica de bază. Diferența dintre valorile măsurate pentru tg δ sînt pierderile determinate de descărcările parțiale [11.18].

Pentru aprecierea calității izolației în funcție de mărimea descărcărilor parțiale nu există, pînă în prezent, suficientă experiență. Ca și în cazul unghiului de pierderi dielectrice, și în acest caz, la unele transformatoare pragul de ionizare poate fi depășit chiar la tensiunea de lucru și, totuși, ele corespund regimului de exploatare. Este însă normal ca o izolație lipsită de descărcări parțiale la tensiunea de lucru să prezinte un grad de siguranță mai mare decît o izolație la care aceste descărcări se manifestă chiar în regim nominal.

Pentru verificarea calității izolației transformatoarelor de măsură se pot folosi aparatele pentru măsurarea perturbațiilor radio [11.31]. Descărcările provocate de procesele de ionizare din cavitățile izolației determină variații de înaltă frecvență ale curentului și, ca urmare, ale cîmpului electromagnetic, care, la rîndul lor, pro-

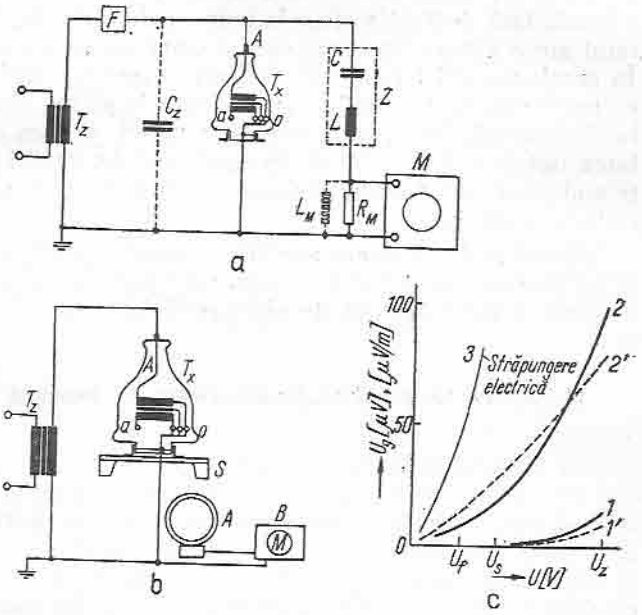


Fig. 11.23. Verificarea nivelului de preturbare:

a — schema de legături conform prescripțiilor CISPR; *b* — schema de legături cu instalație de verificare Koske; T_Z — transformatorul de verificare; T_X — aparatul încercat; *M* — aparatul pentru măsurarea perturbației, *Z* (*C* și *L*); R_M — ramura de măsurare; *S* — suport de izolare; *A* — antena; *B* — aparatul pentru măsurarea perturbației Koske; *c* — alurile tensiunii de perturbație la transformatorul de tensiune monofazat; *1'*, *2'* — măsurate după schema de conexiuni *a*; *1*, *2*, *3* — măsurate după schema de conexiuni *b*; *1*, *1'*, — transformator cu izolație fără defect; *2*, *2'* — transformator cu nivel mai înalt de perturbație (este în exploatare de 6600 h la o tensiune nominală de izolație plină fără deteriorări); *3* — transformator cu izolație deteriorată (a avut loc străpungerea electrică).

voacă perturbații în receptoarele radio. Pentru asigurarea unei recepții lipsite de perturbații au fost stabilite nivelele admisibile de perturbare [11.30].

În fig. 11.23, *a* este arătată schema de legături a aparatului de măsurat nivelul perturbațiilor, conform prescripțiilor internaționale C.I.S.P.R., care se folosesc la verificarea izolatoarelor de porțelan pentru liniile aeriene. Condensatorul *C*, cu inductanța *L*, formează circuitul rezonant de măsură. Capacitatea condensatorului *C* trebuie să fie relativ mare, deoarece capacitatea instalației de verificare ar putea influența circuitul de măsură. Tensiunile de perturbare se măsoară la rezistența R_M, cu aparatul *M*, montat de obicei într-un spațiu ecranat. Măsurarea nivelului perturbațiilor se face la frecvența de 500 kHz sau chiar la 1 MHz.

Pe lîngă aceste instalații de măsurare, care trebuie să corespundă prescripțiilor referitoare la protecția recepțiilor radio, a fost realizată instalația de încercare, ce se folosește în primul rînd pentru verificarea calității izolației instalațiilor electrice [11.19, 11.32 și 11.34]. Aparatul de măsurat este un microvoltmetru selectiv, pentru frecvență înaltă, cu care se măsoară curentul din cablul de legare la pămînt al instalației de verificat, sau se măsoară tensiunea la ramura de măsură legată în paralel cu transformatorul de încercat (fig. 11.23, *a*). La Institutul de

electrotehnică al Academiei R.S.C.S. (C.S.A.V.) a fost realizat un aparat special, care măsoară atît pierderile prin descărcări corona cît și curentul [11.23]. Descărcările parțiale pot fi observate pe imaginea oscilografului catodic [11.28 și 11.33]. În fig. 11.23, *b* este reprezentat modul de folosire a aparatului Koske în timpul încercării izolației transformatorului de tensiune monofazat. Aparatul este un receptor radio superheterodină, foarte sensibil, acordat la frecvența de 1,9 MHz pentru o bandă lată de 3 kHz și are la ieșire un difuzor și un militvoltmetru [11.20]. Aparatul are o antenă tip ramă, care se amplasează în apropierea legăturii la pămînt. În cazul creșterii tensiunii la obiectul de încercat, milivoltmetrul indică o deviație proporțională cu tensiunea perturbatoare, în μV/m. Prin analiza statistică a rezultatelor măsurărilor se obțin o serie de valori, pe baza cărora se poate aprecia calitatea izolației (fig. 11.23, *c*). În cazul unei deteriorări grave a izolației, la difuzor se aud pocnituri. Instalația Koske este foarte sensibilă la acțiunea cîmpurilor perturbatoare străine.

Metodele de măsurare prezentate permit aprecierea obiectivă a calității izolației transformatoarelor de măsură; ele se pot folosi și pentru aparatele la care nu se poate măsura unghiul de pierderi dielectrice.

11.7.4. Verificările transformatoarelor de tensiune capacitive

Cu ajutorul divizorului capacitiv, fără instalație de ieșire, se execută verificarea ca și cum ar fi condensatoare de cuplaj [11.29]. Unghiul de pierderi dielectrice și capacitatea se verifică pînă la tensiunea maximă de exploatare. Izolația dintre armături și carcasă se încearcă cu tensiune de ținere de frecvență industrială și tensiune de ținere la impuls (tabelul 11.3). Deoarece în timpul încercării cu tensiune la frecvență industrială, la capetele armăturilor de condensator apar descărcări care le deteriorează [8.2], se recomandă în locul acesteia încercarea cu tensiune continuă, cu o valoare corespunzătoare tensiunii de încercare pentru izolația longitudinală. Dispozitivele de la partea de ieșire se încearcă considerîndu-se transformatoare de tensiune inductive, iar valorile tensiunii de încercare se aleg după nivelul nominal de izolație al aparaturii de la partea de ieșire.

Pentru transformatoarele de tensiune capacitive este foarte importantă încercarea de verificare a amortizării supratensiunilor de oscilație. Pentru această încercare, bornele secundare ale transformatorului de tensiune capacitiv se leagă în punte în scurtcircuit. Imediat ce curentul secundar de scurtcircuit ajunge la valoarea stabilizată, puntea se întrerupe brusc. După desfacerea punții, valoarea sarcinii externe la bornele secundare trebuie să fie de maximum 1 VA. Instalația de amortizare se consideră corespunzătoare, dacă în timpul acestei încercări tensiunea secundară se amortizează într-o secundă, astfel încît valoarea ei să nu fie mai mare decît 10% din valoarea maximă a tensiunii în stare stabilizată.

În fig. 11.24 este reprezentată înregistrarea oscilografică luată la încercarea de supratensiuni de oscilație, efectuată la transformatorul de tensiune capacitiv de 220 kV. Încercarea se face la 85, 100 și 115% din tensiunea nominală. Pentru fiecare valoare a tensiunii primare se fac cel puțin zece încercări. Puntea prevă-

zută la bornele secundare trebuie întreruptă într-un interval de timp mai scurt de 30 grade electrice, înainte sau după trecerea curentului prin valoarea zero.

La scurtcircuitarea bornelor secundare ale transformatorului de tensiune capacitiv, curentul este limitat în special de rezistența activă R_k, deoarece componen-

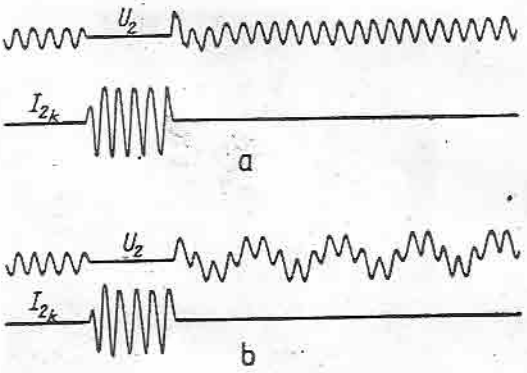


Fig. 11.24. Înregistrarea oscilografică a amortizării oscilațiilor la transformatorul respectiv de tensiune NVJC 4400, 220 kV:

a — rezultatul încercării este satisfăcător; *b* — dispozitivul de amortizare fiind deconectat, apar oscilații cu frecvență de 10 Hz; I_{2k} — curentul de scurtcircuit în circuitul secundar; U_2 — tensiunea secundară (EJF Brno).

tele capacitive și inductive sînt aproximativ în rezonanță (fig. 8.6). La trecerea curentului apare tensiune înaltă la bobina de inductanță L, tensiune care poate deteriora izolația. Din această cauză este necesară limitarea valorii tensiunii cu ajutorul unui eclator legat în paralel cu condensatorul C_2, sau direct la bobina de inductanță L (fig. 8.8). La bobinele care au miez de fier, valoarea tensiunii este parțial limitată prin saturarea miezului (fig. 8.6, *c*).

La scoaterea din circuit a transformatorului de ieșire, prin scurtcircuitarea bornelor secundare și saturarea miezului bobinei de inductanță, inductanța totală este mai mică decît capacitatea și prin circuit va trece un curent în avans cu 90° față de tensiunea U_1. În bobina de inductanță apare o cădere de tensiune, care este în avans cu 90° față de acest curent. Tensiunea la bornele condensatorului C_2 corespunde tensiunii de la bobina de inductanță și este rotită cu 180° față de tensiunea U_1 și, de asemenea, față de tensiunea U_1', ce se stabilește la funcționarea normală. Din această cauză, solicitarea izolației condensatorului C_1 crește cu valoarea acestei tensiuni. În cazul întreruperii scurtcircuitului, care are loc cînd curentul trece prin zero, condensatorul C_2 se descarcă în inductanța circuitului și are drept urmare saturarea miezului (punctul C, fig. 8.6, *c*), provocînd supratensiuni datorite ferorezonanței și oscilației.

11.7.5. Încercările cu tensiune de ținere de impuls

Transformatoarele de măsură cu tensiuni nominale pînă la 132 kV inclusiv, se încearcă la impuls numai în cazul încercărilor de tip. Pentru transformatoarele cu tensiuni nominale mai mari, această încercare se face pentru fiecare transformator (fig. 11.25).

Valorile tensiunilor de încercare la impuls sînt date în tabelul 11.3. La transformatorul supus încercării se aplică două unde de impuls de formă 1,2/50, de polaritate pozitivă și negativă. În timpul încercării nu trebuie să aibă loc conturnarea sau străpungerea electrică a izolației [11.24].

În timpul încercării transformatorului de curent cu unde de impuls, bornele primare se scurtcircuitează și se leagă la generatorul de impuls. Transformatorul de tensiune cu izolație plină se leagă cu o bornă la generatorul de impuls, iar borna a doua se leagă la pămînt, printr-o rezistență neinductivă de 500 Ω. La transformatoarele de tensiune monofazate, se încearcă cu unde de impuls numai borna înfășurării primare prevăzută cu izolație plină, borna cu izolație redusă fiind legată direct la pămînt. În timpul încercării, înfășurarea secundară se leagă cu un capăt la cuva legată la pămînt.

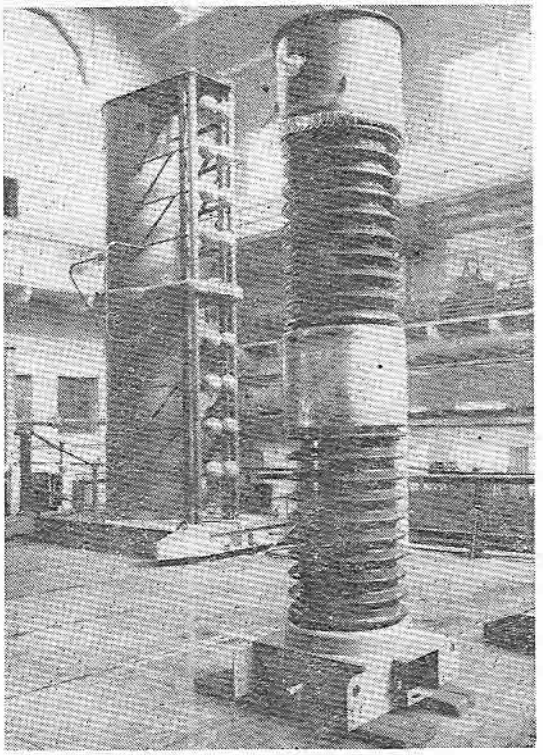


Fig. 11.25. Transformatorul de curent 2J0 220, 220 kV 250—500—1000//1/1A în laboratorul de încercări în timpul încercării la impuls (Škoda Plzeň).

Aprecierea rezultatelor încercării la impuls prin simpla observare vizuală și prin ascultare este foarte dificilă, deoarece este vorba de fenomene care au loc într-un timp foarte scurt și chiar defecțiunile apărute în interiorul instalației de încercare se stabilesc greu. Din acest motiv au fost elaborate diferite metode de detectare a defectelor.

Cel mai adesea se folosește oscilograful catodic, care servește totodată și pentru controlul formei undei de impuls. Forma undei rezultate poate permite aprecierea tipului de defect în izolație. În fig. 11.26 sînt arătate formele de undă caracteristice pentru unele cazuri ce se pot prezenta la încercare.

Pentru indicarea străpungerii și a conturnării este avantajos să se folosească indicatorul (fig. 11.27), care pentru încercările la impuls trebuie să fie astfel adaptat încît să permită semnalizarea oricărui defect apărut. În cazul conturnării sau al străpungerii electrice apare la bobina M (cu miez de aer) o supratensiune datorită șocului de curent care determină aprinderea lămpii cu neon D, conectată în circuit la sursa de curent continuu. Aprinderea lămpii cu neon determină închiderea releului S_1, care comandă circuitul de semnalizare prevăzut cu vibratorul B și

lampa de semnalizare L. Anularea semnalizării se face cu butonul S_2, care, deconectînd circuitul de curent continuu, stinge lampa cu neon [11.22]. În acest caz este necesar să se verifice dacă conturnarea sau străpungerea electrică nu a avut loc în instalația de încercare.

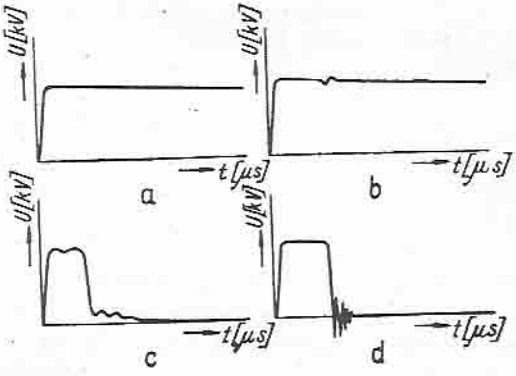


Fig. 11.26. Forme caracteristice ale undei de impuls de 1,2/50 ce pot apărea în timpul încercărilor izolației:
a — rezultatul este satisfăcător; *b* — străpungere electrică parțială (scurtcircuit între spire); *c* — străpungerea electrică a izolației principale; *d* — conturnare la suprafață.

Defectele mai mici de izolație, cum sînt scurtcircuitele între spire la transformatoarele de tensiune, se pot determina cel mai bine prin compararea raporturilor de transformare, măsurate înainte de încercarea cu tensiune de impuls și după această încercare. Deoarece deteriorarea izolației nu este suficient de accentuată, datorită puterii mici a generatorului de impuls se recomandă ca măsurarea rapor-

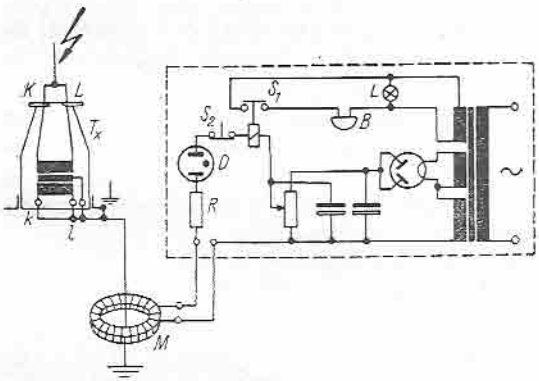


Fig. 11.27. Schema aparatului care indică străpungerea electrică (conturnarea), utilizat pentru încercările de izolație (EJF Brno).

tului de transformare după încercarea la impuls să se facă numai după repetarea încercării de izolație cu tensiune indusă.

Metodele de detectare a defectelor de izolație ([11.24], folosite la transformatoarele de putere, nu se recomandă prea mult pentru transformatoarele de măsură de tensiune, deoarece — datorită numărului mare de spire — sensibilitatea lor este

relativ mică. Se consideră că cea mai precisă metodă este metoda undei de impuls decalat, care prevede măsurarea tensiunii la bornele înfășurării secundare, completată eventual cu elementul *RC* [11.25]; această metodă nu permite însă depistarea unui scurtcircuit între un număr redus de spire.

Metoda de încercare care prevede alimentarea transformatoarelor cu tensiune la frecvență industrială nu se aplică la încercările cu unde de impuls, deoarece această metodă necesită instalații costisitoare și complicate pentru sincronizarea impulsurilor.

Încercarea la impuls cu undă tăiată nu dă rezultate concludente și se efectuează în prezent numai în scop experimental. Pentru efectuarea acestei încercări este necesară o instalație specială, care într-un anumit moment al undei de impuls determină o conturnare ce provoacă tăierea undei.

Pentru măsurarea tensiunilor de impuls, cel mai des se folosește eclatorul cu sfere sau oscilograful catodic cu divizor de tensiune, sau un voltmetru pentru unde de impuls, cu care se pot măsura undele pline sau tăiate.

Încercarea la impuls a aparatelor este însoțită, uneori, de diferite fenomene, care influențează rezultatele. La unele transformatoare apar în timpul încercării la impuls sarcini superficiale, cu aceeași polaritate sau de polaritate inversă, care la repetarea impulsului provoacă reducerea rezistenței electrice și, deci, conturnarea. Din acest motiv este necesar ca după fiecare încercare la impuls, toate urmele apărute pe suprafețele izolante să fie îndepărtate cu o perie metalică.

Cercetarea și dezvoltarea noilor tipuri de transformatoare de măsură trebuie să se bazeze pe un mare număr de încercări la impuls, rezultatele favorabile obținute cu un număr restrîns de probe nefiind concludente.

Una dintre problemele principale ale proiectării înfășurărilor transformatoarelor de măsură este repartizarea tensiunii de impuls de-a lungul înfășurării, repartizare care este în funcție de capacitățile dintre spire sau părți de înfășurare, de capacitățile față de pămînt, de inductanțele și rezistențele înfășurării (v. subcap. 4.4).

În timpul acestor încercări experimentale, care reprezintă o bază importantă pentru alegerea izolației transformatorului, tensiunea în diversele părți ale înfășurării se măsoară cu oscilograful catodic. În locul oscilografului se poate folosi și o lampă cu neon cu capacitate mică, cu tensiune constantă de aprindere. Lampa cu neon se conectează la fiecare parte a înfășurării. Tensiunea undei de impuls se mărește continuu, putîndu-se astfel stabili valoarea la care se aprinde lampa cu neon. Din aceste măsurări se determină la care dintre părțile înfășurării se stabilește o tensiune mai mare.

Studiul fenomenelor de impuls la transformatoare este foarte migălos și de lungă durată, din care cauză este înlocuit, în anumite cazuri, cu încercări echivalente. În cazul unei metode echivalente, transformatorul se alimentează de la o sursă de înaltă frecvență. La tensiunea constantă de alimentare se măsoară tensiunea la prizele scoase de la bobine, tensiune care variază în funcție de frecvență [K 2].

11.8. Măsurarea fluxului de scăpări

Fluxurile de scăpări ale înfășurărilor transformatoarelor de măsură influențează proprietățile lor funcționale și în special precizia de transformare. La transformatoarele de tensiune, fluxurile de scăpări influențează mărimea erorilor, atît

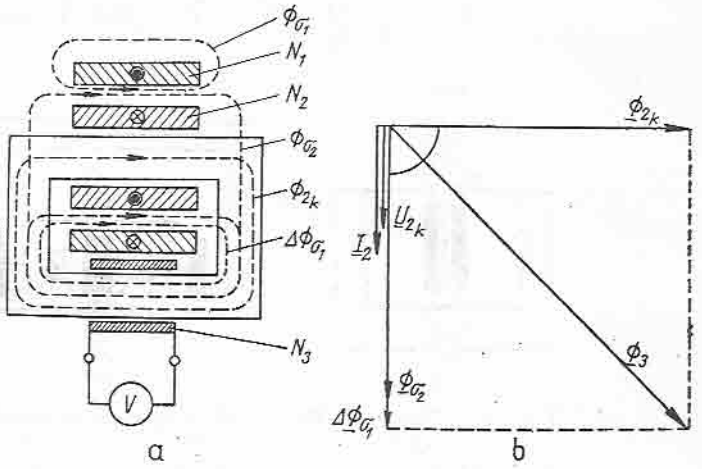


Fig. 11.28. Măsurarea fluxului de scăpări la transformator cu ajutorul înfășurării auxiliare: *a* — repartizarea înfășurării pe circuitul magnetic; *b* — diagramele fazoriale ale fluxurilor magnetice, curentului și tensiunii.

la mersul în gol cît și în sarcină, iar la transformatoarele de curent, scăpările măresc sarcina internă.

Calculul fluxurilor de scăpări este foarte complicat și se face, de obicei, în anumite ipoteze simplificatoare (v. subcap. 10.1). Valoarea fluxurilor de scăpări se poate determina și prin încercări.

În fig. 11.28 este reprezentată măsurarea fluxului de scăpări cu ajutorul înfășurării auxiliare N_3, repartizată pe jugul circuitului magnetic. În timpul măsurării fluxului de dispersie al părții secundare, înfășurarea secundară N_2 este legată în scurtcircuit, iar înfășurarea primară N_1 este alimentată cu curent alternativ. Fluxul magnetic Φ_{2k} din miez induce în înfășurarea secundară N_2 tensiunea U_{2k}, care acoperă căderea de tensiune provocată de curentul I_2 în rezistența ohmică R_2 a înfășurării secundare. Datorită curentului secundar I_2 apare fluxul de scăpări $\Phi\sigma_2$, care se adună fazorial cu fluxul Φ_{2k} și dau fluxul rezultant Φ_3, ce trece prin circuitul magnetic al jugului (fig. 11.28, *b*). O parte din fluxul de scăpări $\Delta\Phi_{\sigma 1}$, provocat de curentul primar, este neglijat la trecerea lui prin jug. Tensiunea înfășurării auxiliare N_3 se măsoară cu voltmetru electrostatic sau electronic (cu consum intern mic). Din diagrama fig. 11.28, *b* rezultă fluxul

$$\Phi_{\sigma 2} = \sqrt{\Phi_3^2 - \Phi_{2k}^2} \qquad [\text{Wb; Wb}], \tag{11.16}$$

iar tensiunea corespunzătoare acestui flux este

$$U_{\sigma 2} = \sqrt{\left[\left(U_3 \frac{N_2}{N_3}\right)^2 - U_{2k}^2\right]} \quad [\mathrm{V};\ \mathrm{V}], \tag{11.17}$$

de unde rezultă reactanța de scăpări

$$X_{\sigma 2} = \sqrt{\left(\frac{U_3}{I_2} \cdot \frac{N_2}{N_3}\right)^2 - R_2^2} \quad [\Omega,;\ \mathrm{V},\ \mathrm{A},\ \Omega]. \tag{11.18}$$

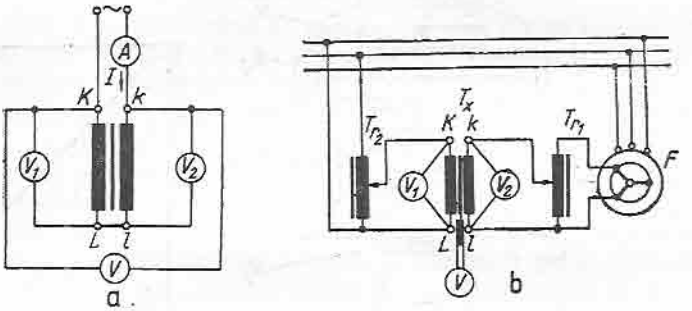


Fig. 11.29. Măsurarea fluxului de scăpări la un transformator cu ajutorul înfășurării legate în contracurent:

a — schema electrică în cazul unui transformator cu raportul de transformare 1:1; *b* — schema electrică în cazul unui transformator cu un raport de transformare oarecare; T_X — transformatorul de încercat; T_{r_1}, T_{r_2} — autotransformatoare de reglare; F — regulator de fază.

Analog se stabilește fluxul de scăpări pentru partea primară. Înfășurarea primară se leagă în scurtcircuit și transformatorul se alimentează pe la partea secundară. În continuare, mersul calculului este identic ca mai sus. Avantajul acestei metode constă în faptul că astfel se poate măsura fluxul de scăpări al transformatoarelor cu mai multe raporturi de transformare.

O altă metodă de măsurare a scăpărilor este arătată în fig. 11.29, *a*. La această metodă de încercare, ambele înfășurări (primară și secundară) trebuie să aibă același număr de spire. Ambele înfășurări se leagă în contracurent. Suma tensiunilor magnetomotoare primare și secundare este nulă, deci și fluxul rezultant este nul. Cînd curentul este I, tensiunile U_1 și U_2 măsurate cu voltmetrele V_1 și V_2 reprezintă căderile de tensiune pe componentele ohmică și inductivă ale impedanței înfășurării primare sau secundare

$$U_1 = I\sqrt{X_{\sigma 1}^2 + R_1^2} \quad [\mathrm{V};\ \mathrm{A},\ \Omega]; \tag{11.19}$$

$$U_2 = I\sqrt{X_{\sigma 2}^2 + R_2^2} \quad [\mathrm{V};\ \mathrm{A},\ \Omega]. \tag{11.20}$$

Măsurînd rezistențele ohmice R_1 și R_2 și înlocuindu-le în ecuații se pot determina valorile reactanțelor de dispersie $X_{\sigma 1}$ și $X_{\sigma 2}$.

Pentru încercarea transformatorului cu un raport de transformare oarecare, se poate utiliza schema arătată în fig. 11.29, *b*. Transformatorul se alimentează de la rețeaua comună, prin intermediul a două surse diferite de alimentare, prevăzute cu reglarea continuă a tensiunii și a fazei, în așa fel încît fluxul rezultant în micz să fie nul. Pentru controlul acestuia servește voltmetrul V. Restul calculului este la fel cu cel din cazul precedent [K2].

Determinarea scăpărilor conform fig. 11.29 este numai aproximativă și nu corespunde relațiilor existente pentru funcționarea normală.

12 Funcționarea transformatoarelor de măsură

12.1. Alegerea transformatoarelor de măsură

La alegerea transformatoarelor de măsură trebuie analizate datele principale, necesare pentru funcționarea lor corectă:

1) scopul în care se folosește (pentru măsură sau pentru protecție);
2) valoarea nominală și domeniul de variație a mărimii transformate;
3) nivelul de izolație și frecvența sistemului;
4) mărimea sarcinii și clasa de precizie;
5) mărimea coeficientului de saturație la transformatoarele de curent, pentru măsură sau protecție;
6) puterea de scurtcircuit a rețelei, funcție de care trebuie să se aleagă stabilitatea la scurtcircuit a transformatoarelor de curent, caracterizată prin curenții limită dinamic și termic de scurtcircuit;
7) condițiile de lucru, locul și modul de montare, pe baza cărora se stabilește felul construcției transformatoarelor de măsură.

Între anumiți parametri există o interdependență și, necunoașterea acestor parametri sau neglijarea lor duce, deseori, la scumpirea nejustificată a produselor de acest fel.

Indicațiile generale pentru alegerea transformatoarelor de măsură, pentru curent și pentru tensiune, sînt date în tabelul 12.1. Caracteristicile transformatoarelor de protecție, după tipurile de protecții, sînt date în tabelul 12.2.

La alegerea curentului sau a tensiunii nominale trebuie avut în vedere întregul domeniu în care este garantată funcționarea corectă a transformatorului de măsură. Pentru transformatorul de curent acest domeniu este de la 10 la 120% față de valoarea curentului nominal pentru funcționare permanentă, iar în zona de supracurent, pentru funcționarea aparatelor de protecție, domeniul merge pînă la dublul curentului nominal dat de factorul de saturație.

Tabelul 12.1

Indicații generale pentru alegerea transformatoarelor de măsură, după scopul utilizării

Clasa de precizie	Sarcina maximă nominală admisă la transformatoarele de curent, conform STAS 4324-62 pct. 2,5, tabelul 3 VA	Factorul nominal maxim de supraîncărcare admis	Sarcina maximă nominală admisă la transformatoarele de tensiune, conform STAS 4323-62 pct. 2,4, tabelul 2 VA	Destinat pentru măsurare (exemple)	Destinat pentru protecție (exemple) (v. tabelul 12.2)
	2	3	4	5	6
0,2	15	(Nu este dată dar se recomandă ⩽250)	120	Măsurare foarte precisă (în laboratoare, atelier de încercări, la calcularea energiei livrată la export)	Nu se folosește
0,5	15; 30	400	300	Măsurare de precizie (în laborator, la aparate de reglare, calcularea energiei electrice exportate)	Protecție foarte precisă (protecție diferențială fără instalație de compensare a erorilor transformatoarelor de măsură)
1	15; 30	1300	600	Măsurări obișnuite (măsurări curente în exploatare, măsurări de consumuri proprii în centralele electrice, măsurări de informare)	Protecții precise (protecție de distanță, protecție diferențială, fazare, relee de putere activă)
3	30; 60	1300	1000	Măsurări aproximative, cu excepția măsurărilor de putere (măsurări de informare, semnalizare, indicarea punerii la pământ)	Protecție obișnuită la curent (protecție la supracurent). Protecție obișnuită pentru menținerea tensiunii între anumite valori.

Tabelul 12.2

Alegerea transformatoarelor de măsură de curent, pentru diferite tipuri de protecție

Tipul de protecție	Curentul nominal secundar I_{2n} A	Zona de protecție A	Clasa de precizie Cl	Coeficientul de saturație n_n	Observații
Supracurent	1 sau 5	(0,8 pînă la n_n) I_{1n}	3	>5 >10	
De distanță	1 sau 5	(0,1 pînă la n_n) I_{1n}	1 sau 3	>10 >15 >20	
Diferențial	1 sau 5	(0,1 pînă la n_n) I_{1n}	1 sau 3	>5 >10	În unele cazuri este dat coeficientul de saturație $n_n = x$:
Punere la pămînt	$I_{2n} = 0{,}01\ I_{1n}$	(0,5 pînă la 1,6) I_{1n}	—	—	$Z = 5\ \Omega$ Curentul de cuplare $I_V = 30$ mA la 1,6 I_n; $Z = 5\Omega$. Curentul de nul $I_{z2} = 35$ mA în cazul unei defecțiuni $I_{z1} = 1$ A, $Z = 5\ \Omega$ Impedanța înfășurării secundare la mersul în gol $Z_{20} = 30\Omega$ la $U_{20} = 0{,}1$ V

Valoarea celui mai mare curent admisibil este limitată de curentul limită dinamic și de curentul limită termic de scurtcircuit. În mod analog, la transformatorul de tensiune precizia este asigurată în domeniul de la 85 la 115% față de valoarea tensiunii nominale, iar tensiunea maximă de izolare nu trebuie să depășească valorile indicate în tabelul 11.3.

În cazurile în care tensiunea de exploatare diferă puțin față de tensiunea nominală, dar se află în domeniul de funcționare a transformatoarelor, este rațională alegerea unui transformator cu raport de transformare neuzual.

În scopul asigurării unei securități superioare în exploatare în regiunile cu indice Keraunic ridicat sau în puncte de alimentare foarte importante, pentru transformatoarele de măsură se alege un nivel de izolație superior față de tensiunea de izolare a sistemului. Este mai economic însă să se rezolve aceste cazuri după principiile coordonării izolației [12.1].

La funcționarea normală, precizia transformatoarelor de măsură este asigurată în limitele stabilite de norme pentru frecvența nominală. În rețelele electrice, frecvența poate oscila între limitele $\pm$ 1,0%. Cu cît precizia necesară trebuie să fie mai mare, cu atît sarcinile impuse trebuie să fie mai mici, atît pentru transformatorul de curent cît și pentru cel de tensiune.

Funcționarea corectă a transformatoarelor de protecție este, de obicei, impusă în regim normal de exploatare. Dacă parametrii de exploatare sînt în afara domeniului garantat de funcționare a transformatorului de măsură, clasa de precizie nu mai poate fi respectată. Starea anormală durează în rețea numai un timp foarte redus, deoarece releul — de exemplu cel de supracurent — transmite într-un timp scurt impulsul pentru deconectarea rețelei deteriorate, pentru a nu se ajunge la avarie sau la extinderea avariei. În cazul punerilor la pămînt în sistemele cu neutrul izolat sau legat la pămînt indirect, această stare de avarie poate dura un timp mai lung (2 h pînă la o zi). Transformatoarele de tensiune de pe fazele neavariate funcționează în acest caz de avarie la tensiunea dintre faze, adică în afara zonei pentru care este asigurată precizia lor (§ 12.13.2).

Caracteristicile transformatoarelor de protecție trebuie alese ținînd seama de domeniul de funcționare a aparatelor de protecție, care se leagă la partea secundară a transformatoarelor. De exemplu, pentru protecția de supracurent, domeniul de funcționare este de la 80% din curentul primar nominal.

Cerințe diferite asupra preciziei transformatoarelor de măsură și de protecție impun și valoarea corespunzătoare a coeficientului de saturație. Pentru transformatoarele de măsură, coeficientul de saturație este mic ($n < 5$), iar pentru transformatoarele de protecție este mare ($n > 5$).

Pentru unele tipuri de protecție, la care se folosesc transformatoare de curent pentru alimentarea bobinelor de deconectare a întreruptoarelor de înaltă tensiune, este importantă puterea nominală a transformatoarelor de curent. Valoarea ei se poate determina cu ajutorul sarcinii nominale și al coeficientului de saturație (v. subcap. 3.5, relația 3.42).

Stabilitatea la scurtcircuite a transformatoarelor de curent, în special la curenți nominali mici, determină de obicei stabilitatea la scurtcircuite a întregii instalații. Un factor nominal de supraîncărcare, superior, se poate obține în dauna preciziei sau a sarcinii.

Funcționarea sigură și fără avarie a transformatoarelor de măsură este garantată numai în condițiile de lucru prescrise (tabelul 12.3) [N 1]. Dacă transformatoarele trebuie să funcționeze la o înălțime mai mare decît cea dată în tabelul 12.3, trebuie luate în considerare reducerea tensiunii de lucru și condițiile înrăutățite de răcire. La fiecare sută de metri deasupra cotei de 1000 m, tensiunea de lucru trebuie redusă cu 1%. De asemenea, nu trebuie depășită temperatura de durată admisă. Din acest motiv se micșorează limita de încălzire indicată în tabelele 6.1 și 6.3 la fiecare 500 m deasupra cotei de 1000 m, cu 2% pentru transformatoarele cu ulei și cu 2,5% pentru cele uscate.

Tabelul 12.3

Caracteristicile mediilor înconjurătoare în care funcționează transformatoarele de măsură [NI]

	Mediul de funcționare	
	interior	exterior
Temperatura maximă a mediului înconjurător (aer)	+35°C	+35°C
Temperatura minimă a mediului înconjurător (aer)	—10°C	—30°C
Umiditatea maximă relativă la 20°C nu depășește	75%	100%
Cota față de nivelul mării nu depășește	1000 m	1000 m

Pentru funcționarea la tropice, în medii cu mult praf, umezeală, în locuri cu pericol de explozie și incendii sau cu trepidații, este necesar să se dea o atenție specială construcției transformatorului de măsură și să se aleagă soluții care să corespundă unei funcționări sigure în aceste condiții grele de exploatare.

12.2. Conectarea transformatoarelor de măsură

Aparatele de măsurat și de protecție se leagă în serie în circuitul secundar al transformatoarelor de curent (fig. 12.1, *a*). La transformatorul de tensiune, aparatele sînt legate în paralel (fig. 12.1, *b*).

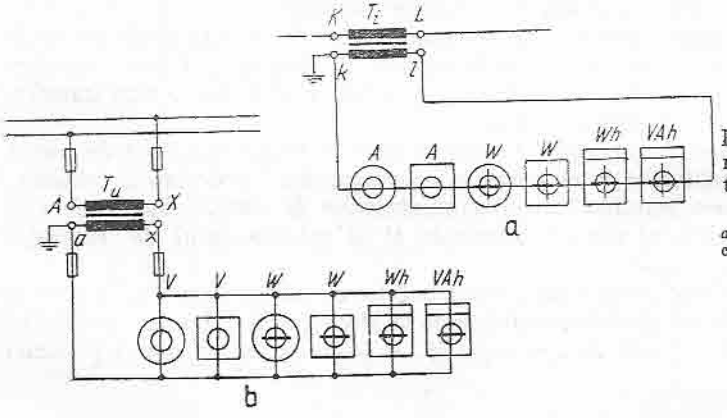


Fig. 12.1. Legarea aparatelor de măsurat la transformatoarele de măsură:
a — la transformatorul de curent; *b* — la transformatorul de tensiune.

Transformatoarele de curent se construiesc, de obicei, monofazate. Într-un sistem trifazat pentru măsură și protecție se folosesc două sau trei transformatoare de curent cu același raport de transformare, fiind legate pe faze diferite.

Într-un sistem trifazat care are conductor de nul se folosesc trei transformatoare de curent, ale căror înfășurări secundare sînt legate în stea. Tot în stea sînt legate și aparatele de măsurat și de protecție (fig. 12.2,*a*). În cazul în care sarcina este simetrică, curenții din cele trei faze sînt identici, iar suma lor fazorială este zero. Prin conductorul comun, care unește ambele puncte neutre, nu trece curent.

Dacă în cele trei faze curenții nu sînt identici sau apare o punere la pămînt, prin conductorul comun va trece curentul de secvență homopolară. La fel se întîmplă și într-un sistem trifazat, care nu are conductor de nul. În cazul unei puneri la pămînt, curentul de secvență homopolară trece prin conductorul comun. Acest curent poate fi utilizat pentru indicarea punerii la pămînt (fig. 12.2, *b*)

În sistemele trifazate care nu au conductor de nul (cu neutrul izolat sau legat direct la pămînt), se pot folosi pentru măsură și protecție numai două transformatoare de curent (fig. 12.2, *c*). În regim normal, prin conductorul comun trece

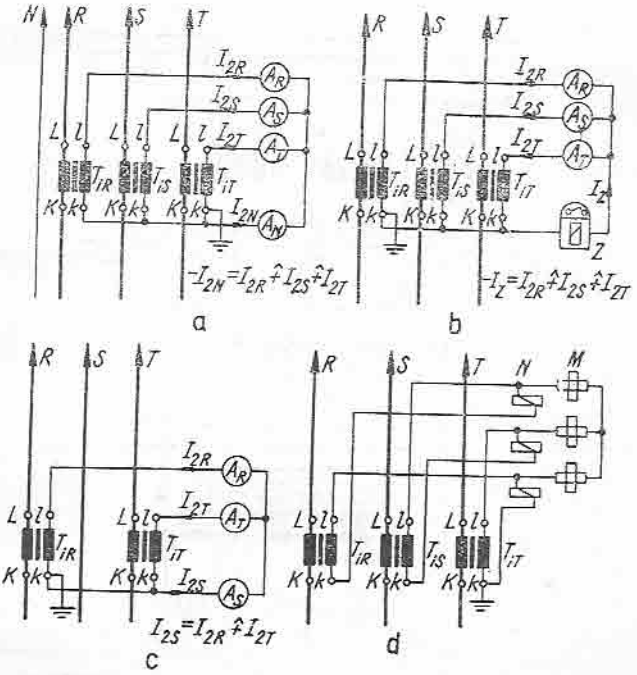


Fig. 12.2 Legarea transformatoarelor de curent într-un sistem trifazat:

T_I — transformatoare de curent; A — ampermetre; Z — releu pentru legarea la pămînt; *a* — trei transformatoare de curent legate în stea într-un sistem cu conductor de nul; *b* — trei transformatoare de curent legate în stea într-un sistem fără conductor de nul; *c* — două transformatoare de curent legate într-un sistem fără conductorul de nul; *d* — trei transformatoare de curent legate în triunghi (pentru protecția de distanță) în sistemul fără conductor de nul; N — elemente de impuls; M — elemente de măsurare.

suma curenților din fazele R și T, egală cu curentul din faza S. Cu această schemă economică se pot măsura curenții în toate cele trei faze, chiar și cînd se folosesc numai două transformatoare.

Pentru unele tipuri de protecție, de exemplu pentru alimentarea protecției diferențiale sau de distanță, se folosește, uneori, legarea transformatoarelor de curent în triunghi (fig. 12.2, *d*). Prin înfășurările secundare ale transformatoarelor trec curenți corespunzători curenților din fazele individuale. În serie cu aceste înfășurări sînt legate elementele de magnetizare N ale protecției de distanță. Bobinele de curent ale elementelor de măsurare sînt legate în stea și conectate la înfășurarea în triunghi.

Curentul care trece prin elementele de măsurare M este suma curenților din două faze și corespunde valorii $\sqrt{3}\,I_R$, $\sqrt{3}\,I_S$ și $\sqrt{3}\,I_T$. Prin legarea bobinelor de tensiune ale elementelor de măsurare la transformatoarele de tensiune în triunghi, aceste elemente indică aceeași impedanță pentru toate tipurile de scurtcircuite și prin aceasta timpul constant de deconectare.

Alte metode de legare a transformatoarelor de curent folosite în principal pentru protecția de diferite tipuri sînt arătate în subcap. 12.4.

Transformatoarele de tensiune se fabrică atît monofazate cît și trifazate. Trei transformatoare monofazate se pot lega trifazat în stea, iar înfășurarea auxiliară, care se folosește pentru protecție, este legată în triunghi deschis (fig. 12.3, *a*). Apa-

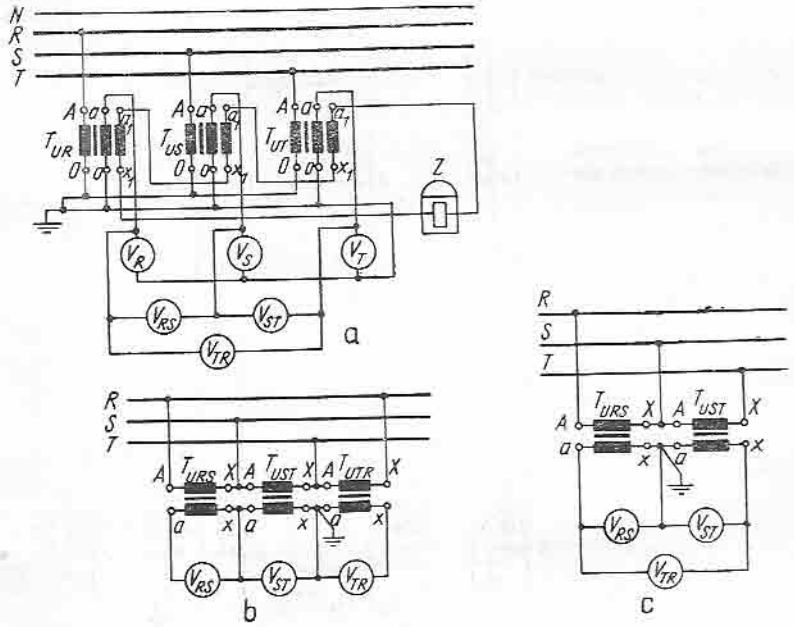


Fig. 12.3. Legarea transformatoarelor de tensiune în sistemul trifazat:

T_U — transformatoare de tensiune; V — voltmetre; *a* — trei transformatoare de tensiune monofazate legate în rețea, cu înfășurare auxiliară de protecție la pămînt; Z — releu de punere la pămînt; *b* — trei transformatoare de tensiune cu izolație plină legate în triunghi; *c* — două transformatoare de tensiune cu izolație plină legate în V.

ratele de măsurat sînt legate în stea pentru măsurarea tensiunii pe fază, sau în triunghi, pentru măsurarea tensiunii între faze.

Transformatoarele de tensiune cu izolație plină sînt legate în triunghi (fig.12.3 *b*) și tot în triunghi se leagă și aparatele de măsurat și de protecție. În sistemul trifazat fără conductor de nul se pot utiliza numai două transformatoare de tensiune cu izolație plină, legate în V (fig. 12.3, *c*). Aparatele de măsurat și de protecție sînt legate în V sau în triunghi.

12.3. Transformatoarele de măsură

Transformatoarele de măsură, care alimentează bobinele aparatelor de măsurat măresc, de obicei, domeniul aparatelor de măsurat. Constanta ansamblului de măsură este produsul dintre constanta k_m a aparatului de măsurat și raportul de transformare k_T al transformatorului de măsură

$$K_s = k_m \cdot k_T. \tag{12.1}$$

Pentru măsurarea puterii sau a energiei electrice, wattmetrele și contoarele electrice sînt legate în scheme cu transformatoare de tensiune, avînd raportul de transformare k_u și cu transformatoare de curent, avînd raportul de transformare k_i. În acest caz, constanta întregului ansamblu de măsură este

$$K_s = k_m \cdot k_u \cdot k_i \tag{12.2}$$

Legarea aparatelor de măsurat într-un sistem monofazat cu tensiune joasă, la care se folosește numai transformatorul de curent, este reprezentată în fig. 12.4, *a*. În cazul tensiunilor înalte este necesară introducerea în schemă a transformatoa-

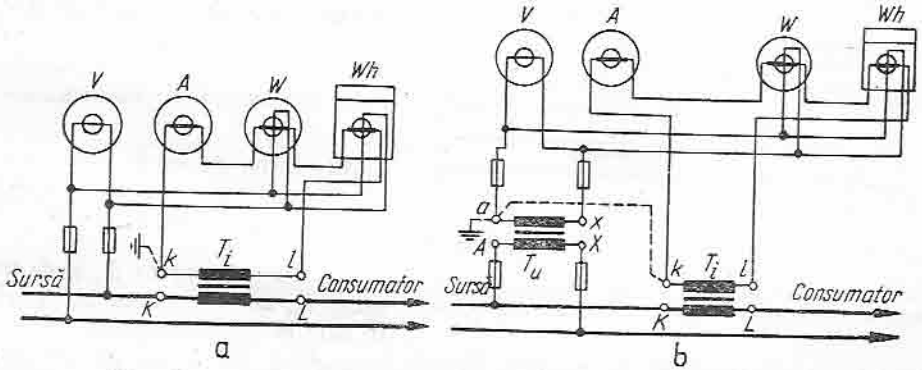


Fig. 12.4. Legarea aparatelor de măsurat într-un sistem monofazat:

a — cu transformator de curent (măsurarea se face în rețeaua de joasă tensiune); *b* — cu transformator de curent și tensiune (măsurarea se face în rețeaua de tensiune înaltă).

relor de tensiune și de curent, chiar dacă valoarea curentului nu este mare. Transformatorul de curent izolează aparatele de măsurat de circuitul tensiunii înalte (fig. 12.4, *b*).

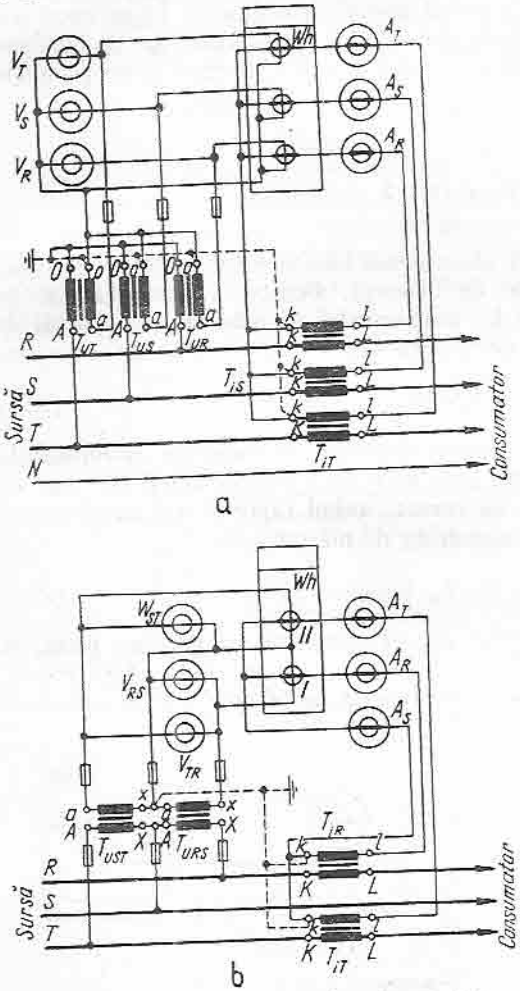


Fig. 12.5. Legarea aparatelor de măsurat într-un sistem trifazat:

a — cu conductor de nul (sistem cu patru conductoare), *b* — fără conductor de nul (sistem cu trei conductoare), conexiunea Aron.

Legarea aparatelor de măsurat și a transformatoarelor de măsură într-un sistem trifazat cu conductor de nul (cu patru conductoare) este reprezentată în fig. 12.5, *a*. Această schemă este echivalentă cu trei sisteme monofazate. Wattmetrele și aparatele de măsurat energia electrică au trei sisteme de măsură legate mecanic între ele. Într-un sistem trifazat fără conductor de nul (cu trei conductoare), cel mai frecvent se folosește conexiunea Aron sau conexiunea cu două wattmetre. Wattmetrele și aparatele de măsurat energia electrică au două sisteme de măsură legate mecanic între ele. Pentru măsurare este suficientă legarea a două transformatoare de curent și a două transformatoare de tensiune (fig. 12.5, *b*).

La aparatele de măsurat cu două bobine, dintre care una este alimentată de la transformatorul de curent și cealaltă de la transformatorul de tensiune, este necesară respectarea polarității indicate. Funcționarea ampermetrelor, voltmetrelor și a celorlalte aparate cu o singură bobină nu depinde de polaritatea transformatorului de măsură.

12.3.1. Influența erorii transformatoarelor de măsură asupra preciziei de măsurare

Erorile de curent Δ_i și de tensiune Δ_u au loc la toate măsurările în care se folosesc aparate de măsurat cu transformatoare de măsură. Erorile de unghi δ_i sau δ_u au loc numai la măsurările în care eroarea aparatului de măsurat este în funcție de decalajul de fază dintre curent și tensiune, adică la măsurarea puterii, a energiei etc.

Consumatorul din sistemul monofazat (fig. 12.4,*b*) ia din rețeaua de tensiune U_1 curentul I_1 cu un decalaj de fază φ. (În concordanță cu definiția erorii de unghi de la transformatoarele de măsură se consideră decalajul de bază φ pozitiv, pentru o sarcină capacitivă, și negativ — φ, pentru o sarcină inductivă [12.3].)

Puterea activă reală luată de consumator este

$$P = U_1 I_1 \cos \varphi \text{ [W; V, A]}. \tag{12.3}$$

Wattmetrul conectat în circuitul secundar al transformatoarelor de măsură de curent și de tensiune indică abaterea, care, în conformitate cu diagrama din fig. 12.6, *a*, este

$$P' = U_2 I_2 \cos (\varphi + \delta_i - \delta_u)\left(1 + \frac{\Delta_m}{100}\right) \text{ [W; V, A, °, ', \%]}, \tag{12.4}$$

unde Δ_m este eroarea aparatului de măsurat, în %.

Tensiunea U_2 și curentul I_2 se exprimă cu ajutorul lui U_1 și I_1, al raporturilor de transformare ale transformatoarelor și al erorilor lor:

$$U_2 = \frac{1}{k_u} U_1 \left(1 + \frac{\Delta_u}{100}\right) \text{ [V; V, \%]}; \tag{12.5}$$

$$I_2 = \frac{1}{k_i} I_1 \left(1 + \frac{\Delta_i}{100}\right) \text{ [A; A, \%]}. \tag{12.6}$$

Prin introducerea lor în relația (12.4), devierea wattmetrului se poate exprima astfel:

$$P' = \frac{1}{k_u}\frac{1}{k_i}\left(1 + \frac{\Delta_u}{100}\right)\left(1 + \frac{\Delta_i}{100}\right)\left(1 + \frac{\Delta_m}{100}\right) U_1 I_1 \cos (\varphi + \delta_i - \delta_u)$$
$$\text{[W; \%, V, A, °, ']}. \tag{12.7}$$

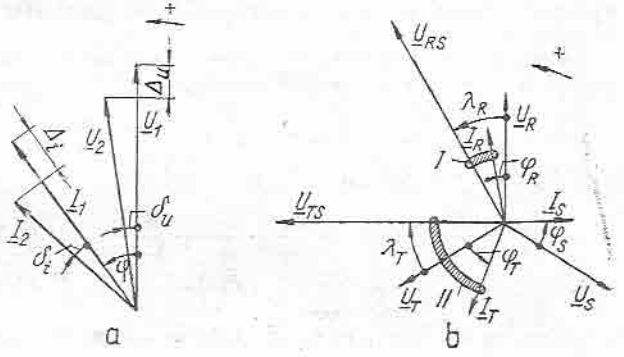


Fig. 12.6. Diagramele fazoriale ale curenților și ale tensiunilor ansamblului de măsură compus din transformatoare de măsură de curent și de tensiune și din wattmetre, la sarcină capacitivă:
a — în sistem monofazat; *b* — în sistem trifazat fără conductor de nul (măsurare cu două wattmetre).

Diferența dintre (12.3), care reprezintă puterea reală și (12.7), căruia îi corespunde devierea arătată la aparatul de măsurat, reprezintă eroarea întregului ansamblu de aparate de măsurat

$$\Delta_T = \frac{k_u k_i P' - P}{P} \cdot 100 \quad \text{[\%; W]}. \tag{12.8}$$

După transformarea relației (12.7), la care produsul erorilor Δ_u, Δ_i și Δ_m se poate neglija, rezultă

$$P' = \frac{1}{k_u} \cdot \frac{1}{k_i}\left[1 + \frac{\Delta_m}{100} + \frac{\Delta_u}{100} + \frac{\Delta_i}{100}\right][\cos\varphi \cos(\delta_i - \delta_u) - \sin\varphi \sin(\delta_i - \delta_u)]\, U_1 I_1$$
$$[\mathrm{W};\ \%,\ °,\ ',\ \mathrm{V},\ \mathrm{A},]. \qquad (12.9)$$

Erorile de unghi ale transformatoarelor de măsură se pot scrie sub forma:

$$\cos(\delta_i - \delta_u) \approx 1; \qquad (12.10)$$
$$\sin(\delta_i - \delta_u) \approx \operatorname{tg}(\delta_i - \delta_u) \approx \delta_i - \delta_u.$$

Dacă eroarea de unghi, măsurată de obicei în minute, se transformă în mărime de arc, exprimarea ei în procente va fi

$$\delta^+ = \delta \frac{2\pi \cdot 100}{360 \cdot 60} \approx 0{,}0291\,\delta \quad [\%;\ ']. \qquad (12.11)$$

Făcînd înlocuirile în relația (12.9), abaterea wattmetrului va fi

$$P' = \frac{1}{k_u}\,\frac{1}{k_i}\,P\left[1 + \frac{\Delta_m}{100} + \frac{\Delta_u}{100} + \frac{\Delta_i}{100} - 0{,}0291 \cdot 10^{-2}(\delta_i - \delta_u)\operatorname{tg}\varphi\right]$$
$$[\mathrm{W};\ \mathrm{W},\ \%,\ ',\ °], \qquad (12.12)$$

de unde rezultă eroarea totală a ansamblului de măsură

$$\Delta_i = \Delta_m + \Delta_u + \Delta_i + \Delta\delta \quad [\%;\ \%], \qquad (12.13)$$

unde $\Delta\delta = -0{,}0291\,(\delta_i - \delta_u)\operatorname{tg}\varphi$ $\quad [\%;\ ',\ °]$. (12.14)

Din relația (12.14) se vede că această eroare proporțională cu tg φ poate ajunge la valori mari în cazul decalajelor mari (fig. 12.7, *a*).

Prin același procedeu se poate determina eroarea totală în timpul măsurării puterii reactive și a energiei reactive

$$Q = U_1 I_1 \sin\varphi \quad [\mathrm{Var},\ \mathrm{V},\ \mathrm{A}]. \qquad (12.15)$$

Aparatul de măsurat indică devierea

$$Q' = \frac{1}{k_u}\,\frac{1}{k_i}\,Q\left[1 + \frac{\Delta_m}{100} + \frac{\Delta_u}{100} + \frac{\Delta_i}{100} - 0{,}0291 \cdot 10^{-2}(\delta_i - \delta_u)\operatorname{cotg}\varphi\right]$$
$$[\mathrm{Var};\ \mathrm{Var};\ \%,\ ',\ °]. \qquad (12.16)$$

Eroarea de unghi recalculată în procente, în cazul măsurării puterii reactive, este dată de relația

$$\Delta\delta = 0{,}0291\,(\delta_i - \delta_u)\operatorname{cotg}\varphi \quad [\%;\ ',\ °]. \qquad (12.17)$$

Această eroare este proporțională cu cotangenta unghiului de decalare a fazei și ajunge pînă la valori mari în cazul unghiurilor φ mici (fig. 12.7, *b*).

Pentru rapiditatea calculării erorii de unghi în procente, se folosesc diferite nomograme (fig. 12.7, *c*). Semnele lor se determină din tabelul 12.4 *b*.

La calcularea erorii totale a sanamblului de măsură al sistemului trifazat cu conductor de nul (fig. 12.5, *a*), pot fi utilizate relațiile (12.13), care sînt valabile la sistemul monofazat. Sistemul trifazat este constituit din trei sisteme monofazate independente. Puterea totală este egală cu suma puterilor celor trei faze.

$$P_t = P_R + P_S + P_T \quad [\mathrm{W};\ \mathrm{W}]. \tag{12.17}$$

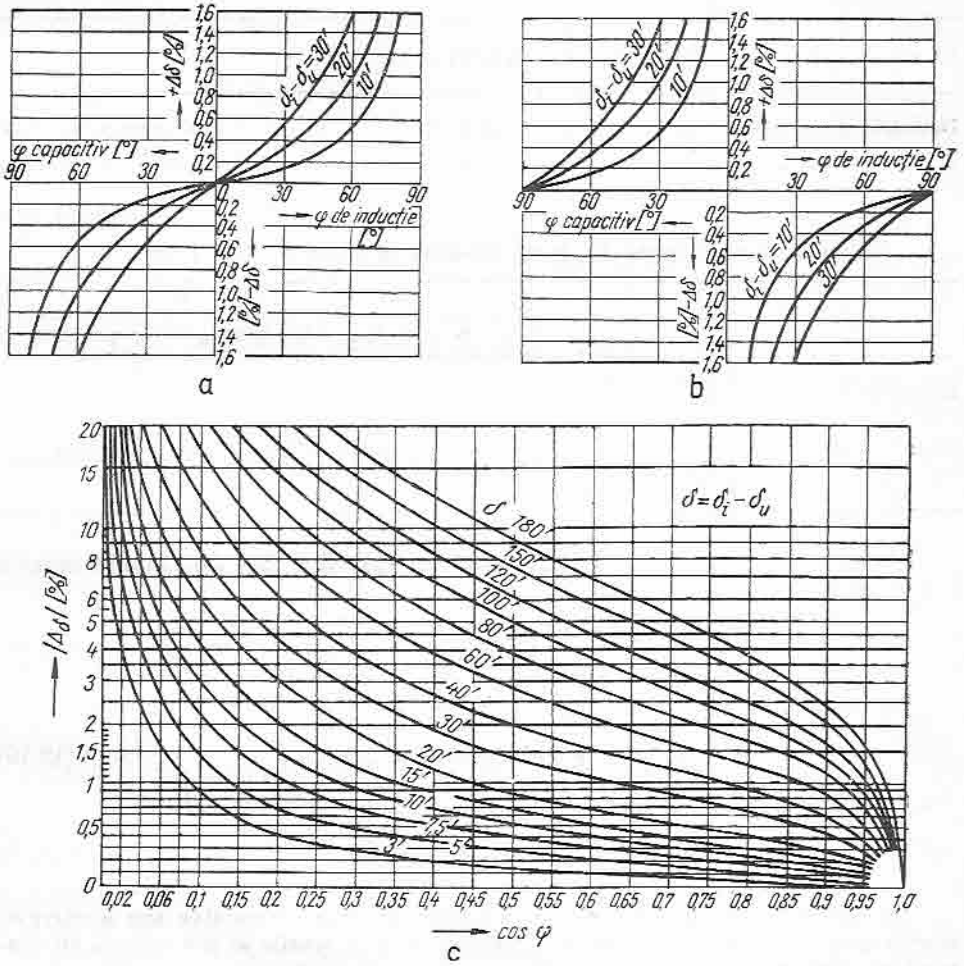


Fig. 12.7. Eroarea $\Delta\delta$ în funcție de defazajul φ și de erorile δ_i și δ_u ale aparatelor de măsurat, constituite din wattmetru (sau alte aparate de măsurat) și transformatorul de curent și de tensiune:

a — în timpul măsurii puterii active; *b* — în timpul măsurii puterii reactive; *c* — nomograma pentru calcularea erorilor $\Delta\delta$.

Tabelul 12.4 a

Relația pentru calcularea erorii de unghi $\Delta\delta$, în %, cu ajutorul erorilor de unghi δ_i și δ_u, în minute

Transformatorul de măsură	Pentru putere activă	Pentru putere reactivă
De curent	$\Delta\delta = +0{,}0291 \operatorname{tg}\varphi \cdot \delta_i$	$\Delta\delta = -0{,}0291 \operatorname{cotg}\varphi \cdot \delta_i$
De tensiune	$\Delta\delta = -0{,}0291 \operatorname{tg}\varphi \cdot \delta_u$	$\Delta\delta = +0{,}0291 \operatorname{cotg}\varphi \cdot \delta_u$
De curent și tensiune	$\Delta\delta = +0{,}0291 \operatorname{tg}\varphi(\delta_i - \delta_u)$	$\Delta\delta = -0{,}0291 \operatorname{cotg}\varphi(\delta_i - \delta_u)$

Tabelul 12.4 b

Semnul erorii de unghi $\Delta\delta$, în %, calculată cu relația din tabelul 12.4, a

Sarcina	Puterea măsurată	Semnul erorii de unghi $\Delta\delta$, în %					
		$+\delta_u$	$-\delta_u$	$+\delta_i$	$-\delta_i$	$\delta_i - \delta_u = +$	$\delta_i - \delta_u = -$
Inductivă ($-\varphi$)	Activă	−	+	+	−	+	−
	Reactivă	+	−	−	+	−	+
Capacitivă (φ)	Activă	+	−	−	+	−	+
	Reactivă	−	+	+	−	+	−

Dacă erorile celor trei sisteme monofazate sînt Δ_R, Δ_S, Δ_T, atunci eroarea totală va fi

$$\Delta_t = \frac{P_R \Delta_R + P_S \Delta_S + P_T \Delta_T}{P_R + P_S + P_T} \quad [\%; \text{W}, \%]. \tag{12.18}$$

La sarcini simetrice, cînd puterea totală este

$$P_t = 3P_R = 3P_S = 3P_T \quad [\text{W}; \text{W}], \tag{12.19}$$

eroarea totală va fi

$$\Delta_t = \frac{1}{3}(\Delta_R + \Delta_S + \Delta_T) \quad [\%; \%]. \tag{12.20}$$

Analog se determină erorile pentru măsurarea puterii reactive sau a energiei reactive. Și în cazul sistemelor cu conductor de nul, erorile se pot calcula cu ajutorul acestui procedeu.

Mai complicat și mai greoi este calculul erorii ansamblului de măsură pentru un sistem trifazat fără conductor de nul. În acest caz se folosește, de obicei, metoda celor două wattmetre (fig. 12.5, *b*).

Din diagrama curenților și a tensiunilor (fig. 12.6,*b*) rezultă că puterea totală P_t este suma puterilor P_I și P_{II} măsurate cu grupele de aparate *I* și *II*, constituite din wattmetre sau alte aparate de măsurat, inclusiv transformatoarele de măsură de curent și de tensiune

$$P_t = P_I + P_{II} \quad [\mathrm{W};\ \mathrm{W}]. \tag{12.21}$$

Erorile aparatelor de măsurat din grupa I sînt

$$\Delta_I = \Delta_{mI} + \Delta_{uRS} + \Delta_{iR} - 0{,}0291\,(\delta_{iR} - \delta_{uRS})\,\mathrm{tg}\,(\varphi_R - \lambda_R) \quad [\%;\ \%,\ ',\ ^\circ], \tag{12.22}$$

iar pentru grupa a II-a

$$\Delta_{II} = \Delta_{mII} + \Delta_{uST} + \Delta_{iT} - 0{,}0291\,(\delta_{iT} - \delta_{uST})\,\mathrm{tg}\,(\varphi_T + \lambda_T) \quad [\%;\ \%,\ ',\ ^\circ], \tag{12.23}$$

unde λ este unghiul dintre tensiunea între faze și cea de fază.

Eroarea totală a sistemului trifazat este

$$\Delta_t = \frac{1}{P_t}\,[P_I\,\Delta_I + P_{II}\,\Delta_{II}] \quad [\%;\ \mathrm{W},\ \%]. \tag{12.24}$$

Relațiile (12.22), (12.23), (12.24) sînt valabile pentru situația obișnuită în exploatare, adică triunghiul tensiunilor rețelei nesimetric și sarcina nesimetrică.

O simplificare a calculului se obține dacă triunghiul tensiunilor este simetric, așa cum este cazul de cele mai multe ori în exploatare. Valorile tensiunilor între faze U și al unei faze U_f, cum și unghiul dintre ele sînt identice:

$$\begin{gathered} U_{RS} = U_{ST} = U_{TR} = U; \\ U_R = U_S = U_T = U_f; \\ \lambda_R = \lambda_S = \lambda_T. \end{gathered} \tag{12.25}$$

Dacă și consumul pe cele trei faze este distribuit tot simetric, atunci curenții și decalajele fazelor sînt identice:

$$\begin{gathered} I_R = I_S = I_T = I; \\ \varphi_R = \varphi_S = \varphi_T = \varphi. \end{gathered} \tag{12.26}$$

Puterile parțiale se determină cu relațiile:

$$P_I = UI\cos\,(30 - \varphi) \quad [\mathrm{W};\ \mathrm{V},\ \mathrm{A},\ ^\circ]; \tag{12.27}$$

$$P_{II} = UI\cos\,(30 + \varphi) \quad [\mathrm{W};\ \mathrm{V},\ \mathrm{A},\ ^\circ]. \tag{12.28}$$

Puterea totală va fi

$$P_t = P_I + P_{II} = \sqrt{3}\ UI\cos\varphi \quad [\mathrm{W};\ \mathrm{V},\ \mathrm{A},\ ^\circ]; \tag{12.29}$$

înlocuind această putere în relația (12.24) și rezolvînd-o împreună cu (12.22) și (12.23) se obține eroarea totală

$$\Delta_t = \frac{1}{\cos\varphi}\{\cos(30-\varphi)\,[\Delta_{mI}+\Delta_{uRS}+\Delta_{iR}] - 0{,}0291\,(\delta_{iR}-\delta_{uRS})\cdot$$
$$\cdot\sin(-30+\varphi) + \cos(30+\varphi)\,[\Delta_{mII}+\Delta_{uST}+\Delta_{iT}] - 0{,}0291\,(\delta_{iT}-\delta_{uST})\cdot$$
$$\cdot\sin(30+\varphi)\}\quad [\%;\ °,\%,\ ']. \tag{12.30}$$

Simplificînd relația (12.30), în ipoteza că erorile ambelor transformatoare de curent Δ_i și δ_i, cum și erorile ambelor transformatoare de tensiune Δ_u și δ_u sînt concordanță, atunci eroarea totală Δ_t este dată de relația

$$\Delta_t = \frac{1}{2}\left(1+\frac{1}{\sqrt{3}}\operatorname{tg}\varphi\right)\Delta_{mI} + \frac{1}{2}\left(1-\frac{1}{\sqrt{3}}\operatorname{tg}\varphi\right)\Delta_{mII} + \Delta_u + \Delta_i - 0{,}0291\cdot$$
$$\cdot(\delta_i-\delta_u)\operatorname{tg}\varphi\quad [\%;\ °,\ \%,\ '] \tag{12.31}$$

Din cele de mai sus rezultă că eroarea totală a ansamblului de măsură poate fi de cîteva ori mai mare decît erorile admise, date de clasa de precizie a transformatoarelor de măsură din schemă. În cazul unui decalaj de fază mare, eroarea de unghi are o mare influență asupra erorii totale. Din acest motiv, pentru măsurarea precisă a energiei electrice este necesar să se folosească transformatoare de măsură a căror clasă de precizie este 0,2.

12.3.2. Cauzele care influențează precizia transformatoarelor de măsură

Influența remanenței. Remanența (magnetismul remanent) are influență nefavorabilă asupra preciziei transformatoarelor de curent. Într-o măsură mai mică, neglijabilă, această influență nefavorabilă se manifestă și la transformatoarele de tensiune. Remanența determină înrăutățirea proprietăților magnetice ale miezului transformatoarelor de curent, creșterea curentului de magnetizare și, prin aceasta, creșterea erorilor, în special în domeniul 10—50% din curentul primar nominal. Între 50—120% din valoarea curentului nominal, variația erorilor provocată de remanență este, în majoritatea cazurilor, foarte mică [12.4].

Influența remanenței se manifestă și în timpul conectării, dar mai ales în timpul deconectării curentului primar, fiind în funcție de valoarea lui și de momentul conectării sau al deconectării; ea nu depinde de faptul că procesul are loc în semiperioada pozitivă sau negativă. Influența remanenței mai este în funcție de sarcina secundară a transformatoarelor de curent; cazul cel mai nefavorabil are loc atunci cînd circuitul secundar este deconectat. În cazul unei sarcini active, remanența determină variația erorii de unghi, iar în cazul unei sarcini inductive determină o variație mai mare a erorii de curent.

La transformatoarele de măsură, acțiunea remanenței este legată de forma buclei de histerezis a materialului din care este construit circuitul magnetic. Această acțiune este mai mare în cazul circuitelor magnetice construite din tablă de transformator, decît în cazul celor construite din Permalloy. De asemenea, această influență este mai mare în cazul transformatoarelor cu premagnetizare, decît în cazul transformatoarelor fără premagnetizare.

Uneori, transformatoarele de curent sînt supuse unor condiții foarte grele în exploatare, cum ar fi conectarea bruscă sau deconectarea curentului primar, care pot avea loc la curenți mai mari decît curentul nominal. Situațiile sînt mai nefavorabile în special în cazul deconectării la curenți de scurtcircuit, cînd, pe lîngă componentele alternative, apar uneori și componente aperiodice mari. În exploatare, demagnetizarea transformatorului după fiecare deconectare bruscă este practic imposibilă. Prin încercări s-a constatat că și în aceste condiții defavorabile, după un anumit timp, o dată cu conectarea, proprietățile magnetice ale circuitelor magnetice revin la starea inițială, datorită variației componentei alternative a curentului primar. Aceasta poate avea loc chiar în cazul în care transformatorul este supus la sarcina nominală.

Influența frecvenței. Frecvența din rețeaua electrică poate varia între limitele $\pm$ 1,0%. Precizia transformatoarelor de măsură este garantată pentru frecvența nominală înscrisă pe etichetă. Erorile transformatorului de curent sînt totdeauna mai mici în cazul frecvențelor inferioare (v. subcap. 3.4). Influența frecvenței asupra preciziei transformatoarelor de tensiune este oarecum mai complicată, deoarece, o dată cu variația frecvenței, variază atît eroarea la mersul în gol, provocată de curentul de magnetizare, cît și eroarea datorată sarcinii, provocată de impedanța de trecere a transformatorului (v. subcap. 3.13). Variația frecvenței are o influență mare și asupra preciziei transformatoarelor de tensiune capacitive (v. subcap. 8.1).

Influența formei curbei. Precizia transformatoarelor de măsură este stabilită pentru forma sinusoidală a valorii măsurate. În timpul exploatării, curbele curentului sau ale tensiunii pot fi distorsionate de către armonicele superioare (de exemplu, în rețeaua în care are loc compensarea factorului de putere cu ajutorul condensatoarelor statice; curba de tensiune are o serie de armonice superioare; de asemenea, curentul de mers în gol al transformatoarelor de putere poate fi mult distorsionat).

Precizia de transformare se schimbă în funcție de formele diferite ale curbei de curent sau de tensiune. În fig. 12.8, *d* sînt reprezentate erorile transformatorului de curent pentru trei forme caracteristice diferite ale curbelor de curent [12.5].

Erorile de curent și de unghi sînt mai mari în cazul transformatoarelor de curent prin care trece un curent aplatisat, decît în cazul trecerii unui curent sinusoidal, și sînt mai mici în cazul trecerii unui curent cu forma ascuțită. Cauza este următoarea: transformatorul de curent dimensionat corect are forma curbei curentului primar și secundar în concordanță cu curba fluxului magnetic și cu tensiunea electromotoare indusă. În cazul în care cele trei forme de curenți prezentate au aceeași valoare eficace, valoarea medie a formei ascuțite este cea mai mică, iar a curbei aplatisate este cea mai mare. Valoarea medie mai mică a forței electromotoare induse necesită un curent de magnetizare mai mic, curent care provoacă eroarea transformatorului de curent. În cazul formei aplatisate, fenomenul are loc invers.

Variația erorilor unui transformator de curent corect dimensionat este relativ mică și este de circa $\pm$ 0,05% și $\pm$ 2′ dacă armonica a treia reprezintă numai 20% din curba de bază.

În cazul transformatoarelor subdimensionate sau al supraîncărcării lor, erorile provocate de distorsiunea curbei de curent sînt mult mai mari. În mod analog, la

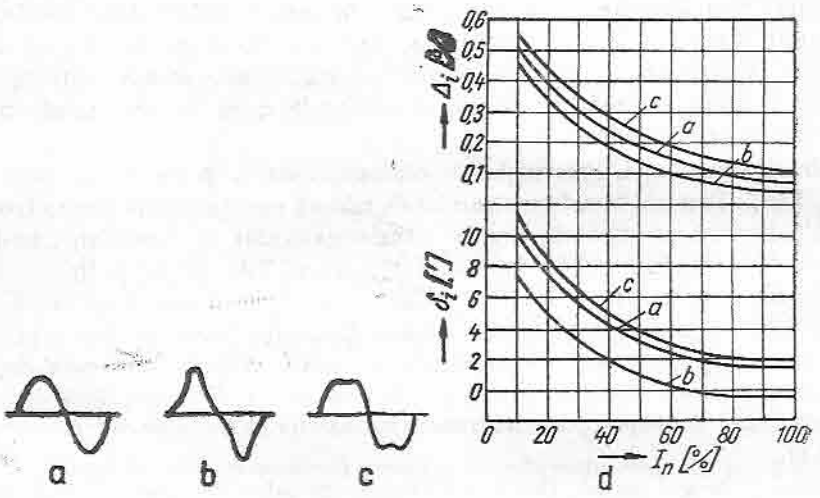


Fig. 12.8. Influența formei curbei de curent asupra preciziei transformatorului de curent:

a — alura sinusoidală a curbei de curent — armonica fundamentală 50 Hz; *b* — alură ascuțită — constituită din armonica fundamentală de 50 Hz și 20% din armonica a treia — valorile maxime sînt în fază; *c* — alură aplatisată — constituită ca în cazul *b*, pentru valorile maxime în opoziție de fază; *d* — curbele erorilor de curent și de unghi pentru formele *a*, *b* și *c*.

transformatoarele de tensiune, curbei tensiunii secundare îi corespunde tensiunea primară. Variația curentului de magnetizare depinzînd de forma curbei tensiunii electromotoare induse, se răsfrînge numai parțial asupra valorii erorilor modificate. La transformatoarele de tensiune dimensionate corect, această modificare este, practic, neglijabilă.

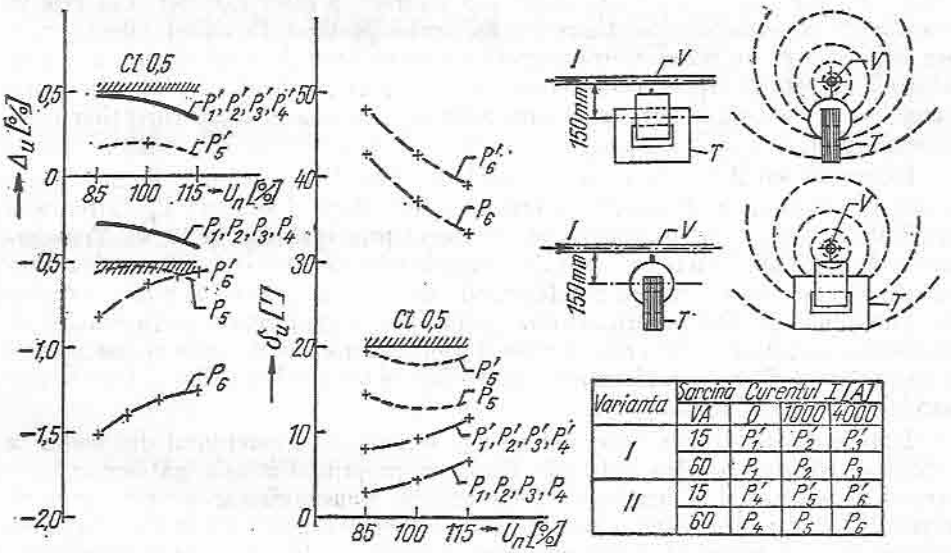
În cazul distorsiunii curbei de curent sau de tensiune trebuie luată în considerare și variația sarcinii interne a transformatorului de curent și componentele inductive ale impedanței de trecere a transformatorului de tensiune. Curba distorsionată poate fi descompusă în armonica fundamentală și o serie de armonice superioare. În cazul frecvențelor superioare, crește atît componenta inductivă a sarcinii interne cît și componenta inductivă a impedanței de sarcină.

Influența scăpărilor. Cîmpul de scăpări, care apare în jurul conductorului la trecerea curenților mari, acționează asupra preciziei transformatoarelor de curent (v. § 3.6.2) și influențează funcționarea transformatoarelor de tensiune, instalate în apropierea acestui conductor. Dacă circuitul magnetic este pe direcția conducto-

rului (fig. 12.9), erorile nu se modifică, practic, însă sub acțiunea unui cîmp de scăpări perpendiculare pe direcția circuitului magnetic apar pierderi mai mari și, prin aceasta, o încălzire mai mare. La transformatoarele de tensiune montate perpendicular pe direcția trecerii curentului, erorile variază în funcție de distanța pînă la conductor și de mărimea curentului. Din cauza influențelor nefavorabile ale cîmpurilor de scăpări, la proiectarea și montarea transformatoarelor de măsură în instalațiile de distribuție trebuie acordată o atenție deosebită.

12.4. Transformatoarele de protecție

Transformatoarele de protecție alimentează bobinele și elementele de încălzire ale aparatelor de protecție. Funcționarea lor corectă trebuie să fie garantată în caz de avarie, adică într-o stare excepțională în timpul exploatării. Aceasta este deosebirea dintre transformatoarele de protecție și cele de măsură. La transformatoarele de curent, aparatele de măsurat și de protecție se conectează pe aceeași înfășurare secundară numai în cazuri cu totul excepționale. De obicei se utilizează transformatoare



Varianta	Sarcina	Curentul I [A]		
	VA	0	1000	4000
I	15	P'_1	P'_2	P'_3
	60	P_1	P_2	P_3
II	15	P'_4	P'_5	P'_6
	60	P_4	P_5	P_6

Fig. 12.9. Influența cîmpului de scăpări asupra preciziei transformatorului de tensiune: varianta J 103, 10 000/ $\sqrt{3}$/ 100/ $\sqrt{3}$ V, Cl 0,5, $P_n = 60$ VA, V — conductorul străbătut de curent, I, T — transformator de tensiune.

de curent cu cîteva înfășurări secundare, dintre care una servește pentru alimentarea aparatelor de măsurat, iar celelalte, după tipul de protecție, servesc la alimentarea aparatelor de protecție.

La transformatoarele de tensiune, aparatele de protecție se conectează la aceeași înfășurare cu aparatele de măsurat, sau, în cazul unei tensiuni diferite, se conectează la o bornă specială a unei înfășurări independente. În cazul alimentării de la borna de plecare comună, este recomandabil să se separe circuitele de măsură de cele de protecție și, eventual, protecția să fie alimentată independent de borna secundară a transformatorului de tensiune.

Protecția la supracurent. Pentru protejarea instalațiilor electrice și a rețelei împotriva curenților mari, a căror valoare depășește curentul de exploatare admis, se prevede protecția la supracurent. Cea mai mică valoare se consideră 0,8 I_n. Clasa de precizie admisă a transformatorului de curent este Cl 3. La acest fel de protecție este importantă funcționarea transformatorului de curent în zona de supracurent, determinată de coeficientul de saturație, sau, eventual, de caracteristica de supracurent. Pentru releul de supracurent fără temporizare sau cu acțiune instantanee, este suficient un coeficient de saturație mai mare decît 5 sau 10, în funcție de valorile maxime pentru care este reglat releul. La releele pentru supracurent, cu temporizare sau semitemporizare, caracteristica releului de deconectare depinde de alura caracteristicii de supracurent.

Pentru protecția motoarelor electrice se folosesc releele temporizate cu elemente termice din bimetal B, încălzite direct sau indirect, a căror caracteristică este în concordanță cu curbele de încălzire ale motorului protejat. De obicei, releul termic este completat cu un releu electromagnetic de scurtcircuit M, care, de la o anumită valoare a curentului reglat, deconectează instantaneu sarcina. Releele de scurtcircuit protejează și elementele termice, pentru a nu se deteriora în cazul curenților mari de scurtcircuit.

Pentru ca releul termic să nu deconecteze motorul în cazul unei porniri lente, caracteristica lui se modifică cu ajutorul transformatorului auxiliar T_p, introdus în circuitul secundar al transformatorului de curent principal (fig. 12.10, *a*). Transformatoarele auxiliare au un coeficient de saturație mic, ele limitînd, în zona de supracurent, curentul care trece prin înfășurările de încălzire ale elementelor termice, protejîndu-le împotriva arderii. O altă posibilitate de reducere a coeficientului de saturație și a variației alurii caracteristicii pentru porniri foarte grele ale motoarelor se obține prin adăugarea rezistențelor R_p incluse în circuitul secundar al transformatoarelor auxiliare (fig. 12.10, *b*).

Transformatoarele auxiliare mai servesc la adaptarea curentului din motor la limitele de reglare ale releului termic. Consumul propriu al transformatoarelor auxiliare și al rezistențelor auxiliare măresc eroarea transformatoarelor principale de curent T_{iR} și T_{iT}, provocînd o variație mare a coeficientului de saturație și a caracteristicii de supracurent. În cazul în care transformatoarele principale au puteri mici, cum sînt transformatoarele tip bară cu curenți nominali mici, sau în cazul transformatoarelor cu stabilitate mare la scurtcircuite, transformatoarele auxiliare și rezistențele auxiliare pot determina o astfel de variație a caracteristicii de supracurent, încît releul de scurtcircuit să nu mai acționeze de la o anumită valoare reglată. În aceste cazuri este avantajos ca elementul de protecție la scurtcircuite să fie alimentat de la o înfășurare separată, care poate avea o putere relativ mică, deoarece consumul propriu al releului de scurtcircuit este relativ mic.

Folosirea transformatoarelor intermediare pentru releele de supracurent, alimentate de la transformatoarele principale cu putere mică, este de multe ori nerațională. Transformatoarele principale au, de obicei, un coeficient de saturație foarte mic, și astfel curentul secundar este atît de limitat, încît nu există pericolul deteriorării elementelor termice. Adaptarea curentului nominal al motorului la zona de

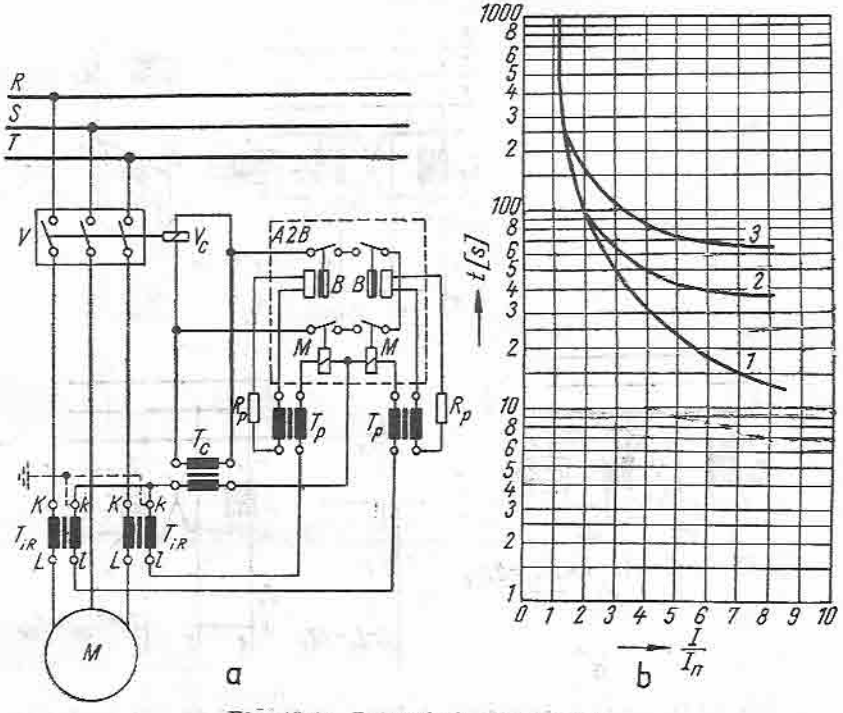


Fig. 12.10. Protecția la supracurent:

a — schema de legături a transformatoarelor de curent cu releu termic de supracurent tip A2B; T_p — transformator auxiliar; R_p — rezistențe auxiliare pentru modificarea caracteristicii releului; *b* — caracteristicile releului termic și de supracurent, tipul A2B; *1* — releul propriu-zis; *2* — releu cu transformatoare auxiliare; *3* — releu cu transformatoare și rezistență auxiliară (ZPA — Trutnov).

reglare a releelor termice se poate face prin alegerea raportului de transformare al transformatorului principal (v. subcap. 7.1 și 7.5), eventual fără să se țină seama de valoarea normalizată a curentului secundar.

Ansamblul de aparate de protecție cu relee termice și transformatoare de curent se folosește adesea la aparatele de tensiune joasă, cum ar fi barele, dispozitivele de siguranță etc. Dacă releul acționează direct asupra mecanismului de mers în gol al contactorului, acesta se consideră cu demaraj de supracurent. Etalonarea acestor demaroare se recomandă să se facă direct cu transformatorul.

Pentru aceste scopuri, transformatoarele de curent se pot construi cu cîmp de scăpări variabil, care permite modificarea în limite mari a raportului de transformare al transformatorului.

Legarea încrucișată. La sistemul trifazat fără conductor de nul se pot folosi pentru protecția de supracurent două transformatoare de curent, legate încrucișat. Această metodă este foarte răspîndită, deoarece pentru protecție este suficient un singur releu de supracurent (fig. 12.11).

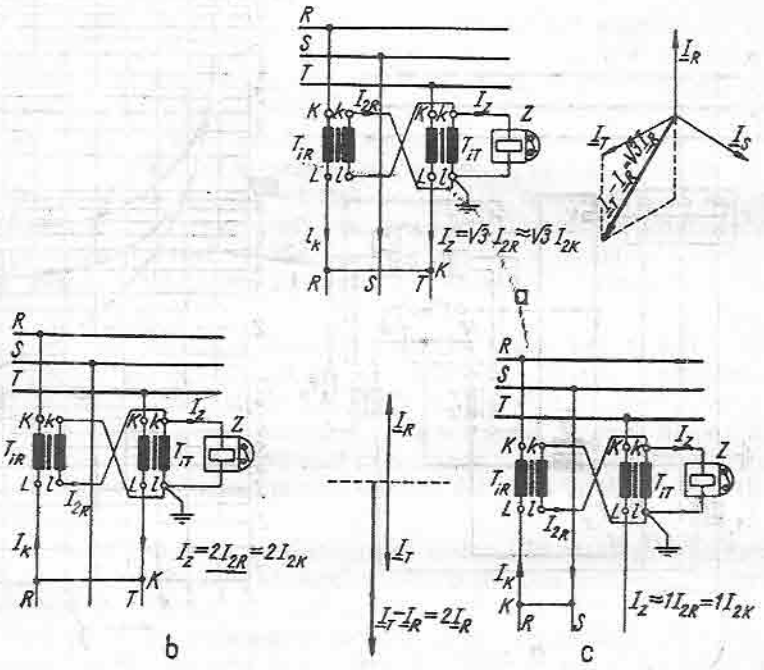


Fig. 12.11. Legarea încrucișată a transformatoarelor de curent și diagramele fazoriale de curent:

a — scurtcircuit trifazat; *b* — scurtcircuit bifazat între fazele *R* și *T*; *c* — scurtcircuit bifazat între fazele *R* și *S*.

În cazul unui scurtcircuit trifazat, curentul care trece prin bobina releului este egal cu diferența fazorială a curenților I_R și I_T din fazele R și T, a cărui valoare este $\sqrt{3}\,I_R$ sau $\sqrt{3}\,I_T$. Dacă apare un scurtcircuit între fazele R și T, curentul rezultant reprezintă diferența algebrică a curenților I_R și I_T și ca valoare este egal cu $2\,I_R$ sau $2I_T$ (fig. 12.11, *b*). Analog, în cazul unui scurtcircuit bifazat între fazele R și S, curentul care trece prin bobina releului de supracurent este aproximativ egal cu I_R, deoarece curentul în faza T este relativ mic (fig. 12.11, *c*). Prin releul de supracurent vor trece curenții $\sqrt{3}$; 2:1, în funcție de diversele tipuri de scurtcircuite din sistem. Legarea încrucișată a transformatoarelor de curent se folosește adesea și pentru protecția de distanță.

Protecția diferențială. Protecția diferențială se folosește la generatoare, la transformatoare de putere, eventual și la protecția anumitor porțiuni de cabluri sau de conductoare.

Aplicarea acestei metode de protecție a generatorului este reprezentată în fig. 12.12, *a*. La funcționarea normală, curenții primari I_1' și I_1'', după și înainte de

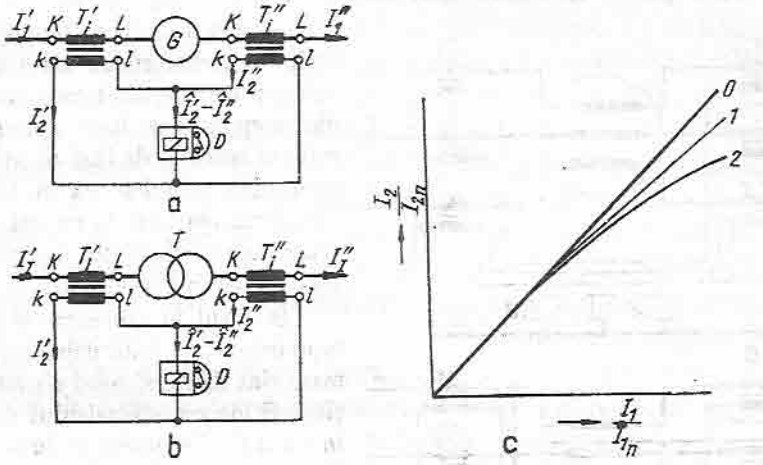


Fig. 12.12. Protecția diferențială a generatoarelor și a transformatoarelor:
a — protecția diferențială a generatoarelor; *b* — protecția diferențială a transformatoarelor; *c* — alura caracteristicilor de supracurent a transformatoarelor de curent de diverse construcții, supuse la sarcini diferite și avînd circuitele magnetice din același material: *1* — transformator de curent cu nivel de izolație redus pentru curent primar și tensiune magnetomotoare primară mari; *2* — transformator de curent cu nivel de izolație mare, pentru curent primar și tensiune magnetomotoare primară mici.

generator, sînt identici. Acestor curenți le corespund curenții secundari I_2' și I_2'', care trebuie să fie tot identici; curentul ce trece prin ramura diferențială, în care este conectat releul de curent D este, practic zero. Dacă în interiorul mașinii protejate apare o avarie, de exemplu scurtcircuit între două faze, egalitatea curenților I_1' și I_1'' și a curenților corespunzători I_2' și I_2'' nu mai există. Curentul diferențial care trece prin ramura diferențială pune în acțiune releul D. Releul diferențial este în principiu un releu de curent cu sensibilitate mai mare.

Transformatoarele de curent folosite pentru protecția diferențială trebuie să aibă erori de curent și de unghi identice, chiar în zona de supracurent, pentru ca la scurtcircuite releul diferențial să nu acționeze datorită unor curenți secundari diferiți. Din același motiv este avantajos ca transformatoarele să alimenteze sarcini egale. Lungimea cablurilor de alimentare de la ambele transformatoare trebuie să fie aceeași. În cazul unei diferențe mari, este necesar ca sarcina mică, determinată de cablurile scurte de legătură, să fie completată cu o sarcină auxiliară, cu o valoare corespunzătoare. Releul diferențial se leagă la înfășurări secundare speciale, la care nu se mai leagă alte aparate de măsurat sau de protecție.

Transformatoarele de curent pentru protecția diferențială se montează în imediata apropiere a întreruptorului, pentru a putea proteja și barele de legătură.

Dacă înfășurarea generatorului este legată în stea, atunci transformatoarele de curent de pe ambele părți ale generatorului au același raport de transformare și sînt legate tot în stea (fig. 12.13, *a*).

La generatoarele legate în triunghi, curenții de la bornele generatorului sînt de $\sqrt{3}$ ori mai mari decît curenții de fază (fig. 12.13, *b*). Acestor curenți trebuie să li se adapteze raporturile de transformare ale transformatoarelor de curent. Decalajul de 30°, dintre curenții de la bornele generatorului și curenții de fază ai înfășurării, se elimină prin legarea în triunghi a transformatoarelor de curent din fața generatorului și în stea a transformatoarelor de la bornele lui.

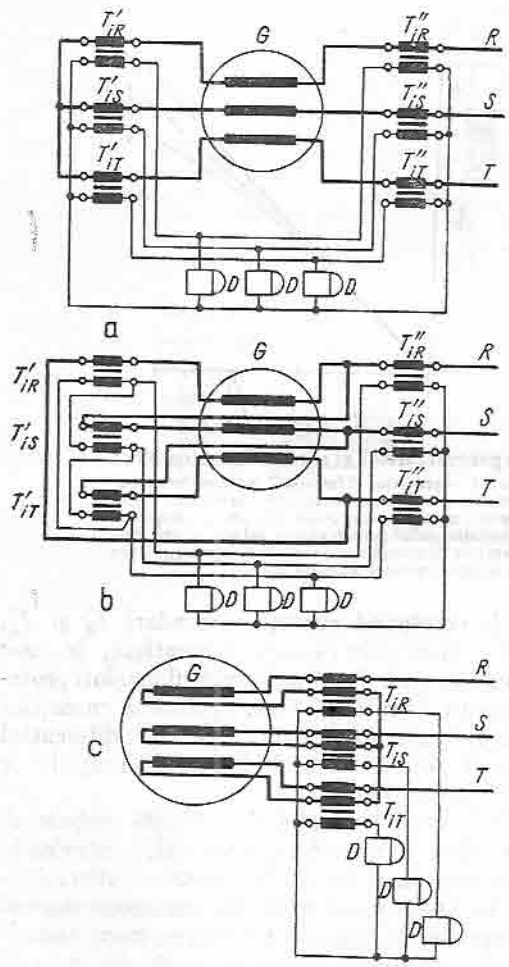


Fig. 12.13. Legarea transformatoarelor de curent pentru protecția diferențială a generatoarelor:

a — generatorul este legat în stea; *b* — generatorul este legat în triunghi; *c* — protecție diferențială cu transformator de însumare (tip Byrd).

În cazul în care caracteristicile de supracurent ale celor două transformatoare sînt diferite, pentru evitarea acționării incorecte a releului diferențial în cazul unui scurtcircuit în afara zonei protejate, se aplică diferite metode. În cazul generatoarelor, aceasta se obține cu ajutorul transformatoarelor de curent însumatoare, legate conform fig. 12.13, *c*. Transformatoarele au două înfășurări primare izolate una față de alta (v. fig. 8.23). În cazul funcționării normale, suma curenților care trec prin înfășurările primare este zero, iar curentul din înfășurarea secundară, în al cărui circuit este legat releul, este, de asemenea, zero. În cazul unui scurtcircuit în generator, curentul diferențial din înfășurarea secundară trece prin releu. Sensibilitatea acestei metode de protecție diferențială este relativ mică. Transformatorul de însumare funcționează cu tensiune magnetomotoare primară mică, iar erorile lui sînt destul de mari. Din acest motiv, circuitul magnetic trebuie executat din

material magnetic de calitate superioară sau trebuie să se aplice un procedeu de premagnetizare.

Protecția diferențială a transformatoarelor de putere funcționează pe același principiu (fig. 12.12, *b*). Transformatoarele de curent dinaintea și după transformatorul protejat au însă raporturi de transformare diferite. În acest caz, posibilitatea de acționare incorectă în timpul unei avarii în afara zonei protejate este mult mai mare. De obicei, valorile nominale ale curenților din transformatorul de putere nu corespund cu valorile standardizate ale curentului primar al transformatoarelor de măsură. De asemenea, realizarea constructivă a transformatoarelor de curent pentru diferite nivele de izolație, avînd tensiunea magnetomotoare primară diferită și circuite magnetice diferite, determină obținerea unor caracteristici de supracurent diferite (fig. 12.12, *c*), ceea ce duce la apariția unui curent în ramura diferențială în care este conectat releul. Aceasta are loc și în cazul unei defecțiuni în afara transformatorului protejat. Aceste dificultăți sînt și mai mari în cazul transformatoarelor de reglare, deoarece valorile tensiunii, deci și ale curentului, se modifică în timpul exploatării. Schema de legare a transformatoarelor de curent trebuie să fie adaptată atît modului de legare a transformatorului de putere la rețea cît și grupei lui de conexiuni. Pentru modificarea unor legături este necesar ca în circuitele secundare ale transformatoarelor de curent să se folosească transformatoare auxiliare.

La cuplarea în rețea a transformatoarelor de putere apar fenomene tranzitorii importante. Cele mai mari șocuri de curent apar cînd cuplarea se face în momentul trecerii tensiunii prin valoarea zero. În acest caz, curentul de cuplare are o componentă continuă importantă, care, cu o anumită distorsiune, se transformă în partea secundară a transformatoarelor de curent, determinînd apariția unui curent în ramura diferențială.

Față de aceste influențe nefavorabile, la protecțiile diferențiale moderne sînt prevăzute compensatoare sau relee diferențiale de stabilizare. În ultimul timp s-au folosit adesea redresoare care alimentează relee magnetoelectrice (Deprez) [12.8].

Protecția împotriva punerii la pămînt. Legarea transformatoarelor de măsură pentru protecție împotriva punerii la pămînt a generatorului depinde de modul de legare a acestuia din urmă și de felul cum funcționează: direct pe bare, sau în bloc cu transformatorul de putere.

Pentru protecția împotriva punerii la pămînt a generatorului legat în bloc cu transformatorul se folosește cel mai frecvent un transformator de curent legat pe neutrul generatorului, prin intermediul unei rezistențe, pentru ca în cazul punerii

la pămînt, curentul să nu fie mai mare de 5: 10 A (fig. 12.14, *a*). Pe partea secundară a transformatorului este legat releul de curent de punere la pămînt. În locul transformatorului de curent se poate lega la neutrul generatorului un transformator de tensiune la al cărui secundar este legat, prin intermediul unui filtru, releul de tensiune de punere la pămînt. Acest filtru servește pentru filtrarea armonicelor superioare. Pe partea secundară se leagă, de asemenea, rezistența de sarcină R_d, prevăzută în scopul de a reduce tensiunea transmisă capacitiv la neutrul generatorului, prin intermediul transformatorului bloc, în cazul unui scurtcircuit în rețeaua de înaltă tensiune. Rezistența R_d se alege astfel încît curentul de punere la pămînt în sistemul de tensiune al generatorului să nu ajungă la valori prea mari.

Dacă generatorul funcționează direct la bare, nu se pot aplica metodele de protecție, arătate, împotriva punerii la pămînt, deoarece legăturile la pămînt ale rețelei și ale generatorului nu s-ar putea diferenția. În aceste cazuri este necesar ca indicarea punerii la pămînt a generatoarelor să se facă cu ajutorul a trei transformatoare de curent, legate prin metoda de conexiune Holmgreen (fig. 12.14, *c*). Înfășurările secundare ale acestor transformatoare sînt legate în paralel la releul de punere la pămînt, prin care trece suma curenților secundari. Acești curenți corespund curenților primari, a căror sumă, la funcționarea normală, este egală cu zero. Releele de punere la pămînt sînt de tip wattmetric. Bobina de tensiune este legată la transformatorul de curent sau de tensiune, legat pe neutrul generatorului (fig. 12.14, *b*), sau la tensiunea obținută de la triunghiul deschis al celor trei transformatoare de tensiune monofazate, ale căror înfășurări primare sînt legate în stea (fig. 12.14, *d*).

Pentru legătura tip Holmgreen se folosesc de obicei transformatoare ale căror raporturi de transformare sînt 1: 100 (de exemplu, $I_{1n} = 3\,000$ A, $I_{2n} = 30$ A).

Domeniul de lucru este de 50—160% față de valoarea curentului nominal. Grupul de trei transformatoare este compensat în mod special, pentru ca la funcționarea normală, curentul de compensare, determinat de alurile diferite ale caracteristicilor acestor transformatoare, să fie mai mic decît curentul de anclanșare al releului de punere la pămînt (de exemplu, la 160% I_n și la sarcina de 5 Ω, curentul maxim de compensare poate fi 30 mA) [N1].

În locul celor trei transformatoare de curent legate după metoda Holmgreen se utilizează adesea transformatorul de însumare, special conceput pentru protecția împotriva punerii la pămînt (fig. 12.14, *d*). De obicei, acest transformator se construiește de tip bară. Înfășurarea primară o constituie barele celor trei faze (v. fig. 8.24). Pe circuitul magnetic este bobinată înfășurarea secundară de la care se alimentează releul de punere la pămînt. Valoarea curentului secundar depinde de releele folosite (de exemplu la curentul de avarie de 1 A, curentul secundar la sarcina de 5 Ω trebuie să fie de 35 m A). Transformatoarele de însumare pentru protecția împotriva punerii la pămînt se montează cel mai ușor pe cabluri trifilare. Pentru ușurința montării, circuitul magnetic este divizat (v. fig. 8.25). La

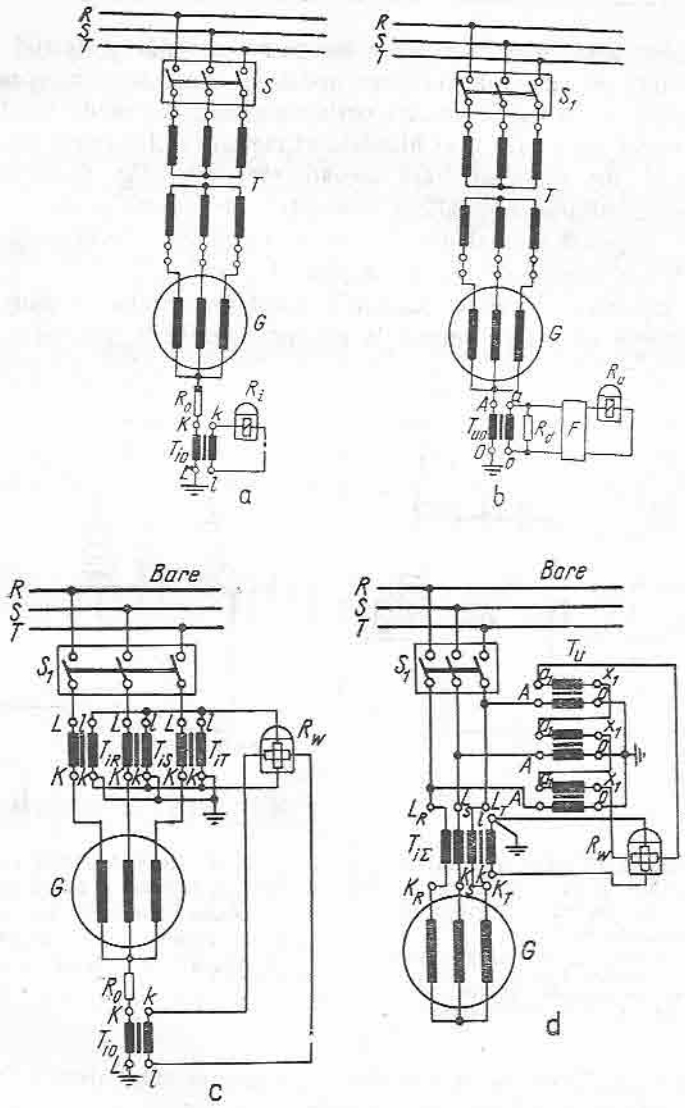


Fig. 12.14. Schema de legături a transformatoarelor de măsură pentru protecția împotriva punerii la pământ a generatorului:

a — generator legat în bloc cu transformatorul — pe neutrul generatorului este legat transformatorul de curent T_{i0}; *b* — generator legat în bloc cu transformatorul — pe neutrul generatorului este legat transformatorul de tensiune T_{u0}; *c* — generatorul este legat direct la bare; protecția împotriva punerii la pământ este realizată cu transformatoare de curent legate după metoda Holmgreen, cu transformatorul de curent pe neutrul generatorului; *d* — generatorul este legat direct la bare; protecția împotriva punerii la pământ este realizată cu un transformator de însumare de curent și cu o grupă de trei transformatoare de tensiune monofazate.

montarea transformatorului de curent de însumare, destinat protecției împotriva punerii la pămînt, pe cablul de tensiune înaltă prevăzut cu blindaj metalic trebuie ca la tensiune joasă, să fie izolată cutia terminală, iar conductorul de punere la pămînt al cutiei terminale și al blindajului metalic să fie trecut prin fereastra transformatorului (fig. 12.15, *a*). Fără această prevedere (fig. 12.15, *b*), curentul de compensare din blindajul metalic al cablului ar determina apariția unui curent în înfășurarea secundară a transformatorului de însumare și, prin aceasta, și funcționarea nedorită a releului de punere la pămînt [8.41].

Protecția împotriva punerii la pămînt a transformatoarelor de putere. Un tip special de protecție împotriva punerii la pămînt, folosită la transformatoare, este

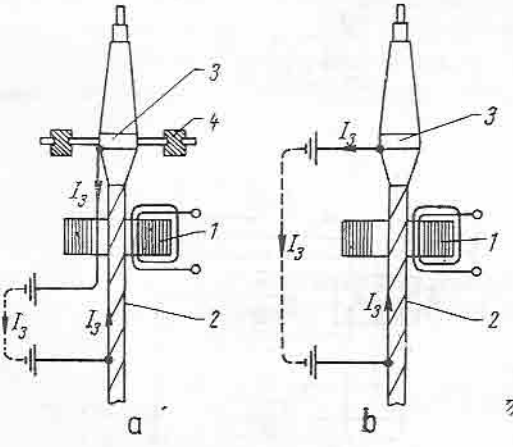


Fig. 12.15. Montarea transformatorului de curent de însumare pentru protecția împotriva punerii la pămînt, pe cablul de tensiune înaltă:

a — montaj corect; *b* — montaj incorect; *1* — transformator de curent de însumare; *2* — cablu trifilar de înaltă tensiune; *3* — cutia terminală a cablului; *4* — izolație; I_3 — curentul din blindajul metalic al cablului.

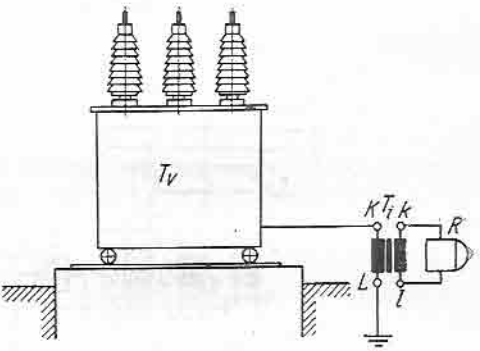


Fig. 12.16. Schema protecției împotriva punerii la pămînt a transformatorului de putere, după Chevalier: T_v — transformatorul de putere; T_i — transformator de curent; R — releu de curent.

reprezentată în fig. 12.16. Acest procedeu, care este denumit după inițiatorul său Chevalier, protejează transformatorul împotriva străpungerilor și conturnărilor exterioare și interioare la cuvă. El se aplică la rețelele cu neutrul legat la pămînt (în special în Franța, iar în ultimul timp în R.S.C.S.).

Cuva și căruciorul transformatorului nu se leagă direct la pămînt, ci prin intermediul unui transformator de curent. Ca izolație pentru cuvă și cărucior este suficient dacă șinele de rulare sînt montate pe o fundație de beton. Pe partea secundară a transformatorului de curent este conectat un releu termic. Protecția Chevalier este completată cu releul (Buchholz) de gaze [12.6].

12.5. Scheme de legare a transformatoarelor de măsură pentru sincronizare

Transformatoarele de măsură formează un element component important al instalației pentru punerea în paralel a două generatoare, sau pentru punerea în paralel a generatoarelor cu rețeaua. Pentru ambele puneri în paralel trebuie să fie satisfăcute trei condiții. Ambele sisteme trebuie să aibă aceeași tensiune, frecvență și fază. Pentru sincronizare se folosesc transformatoare de măsură de tensiune legate la tensiunea dintre faze.

Schemele de legături ale transformatoarelor de măsură pentru sincronizare sînt reprezentate în fig. 12.17.

În timpul sincronizării la lumină (fig. 12.17, *a*), cuplarea se face în momentul cînd lampa luminează din plin. În prezent se utilizează, în general, schema după procedeul al doilea, reprezentat în fig. 12.17, *b*, la care cuplarea se face în momen-

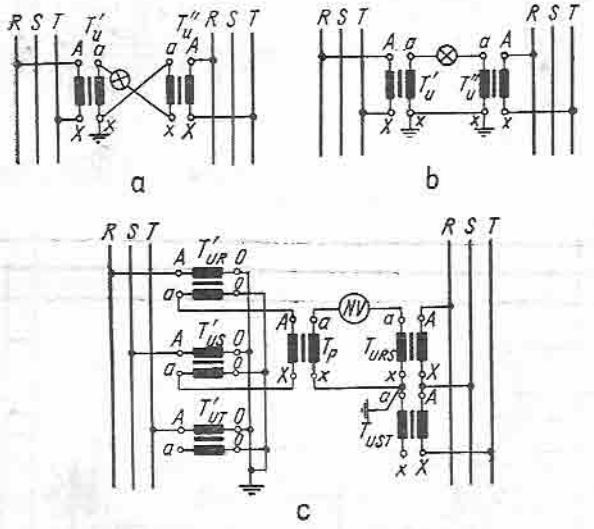


Fig. 12.17. Scheme de legături ale transformatoarelor de măsură pentru sincronizarea generatorului:
a — la lumină; *b* — la întuneric; *c* — legarea transformatoarelor de tensiune de diverse construcții pentru sincronizarea la întuneric.

tul cînd lampa se stinge — sincronizarea la întuneric. În locul lămpii se poate utiliza voltmetrul de nul sau sincronoscopul, al cărui indicator arată precis momentul corespunzător pentru cuplare. Instalațiile moderne de sincronizare, de la unitățile energetice mari, funcționează parțial sau complet automat. Din aparatura de sincronizare fac parte voltmetrul diferențial sau dublu și frecvențmetrul dublu.

În fig. 12.18, *a* este reprezentată schema de legare a aparaturii de sincronizare pe partea rețelei după transformator. Pentru prevenirea manevrărilor greșite, tensiunile secundare ale ambelor transformatoare de tensiune, folosite pentru sin-

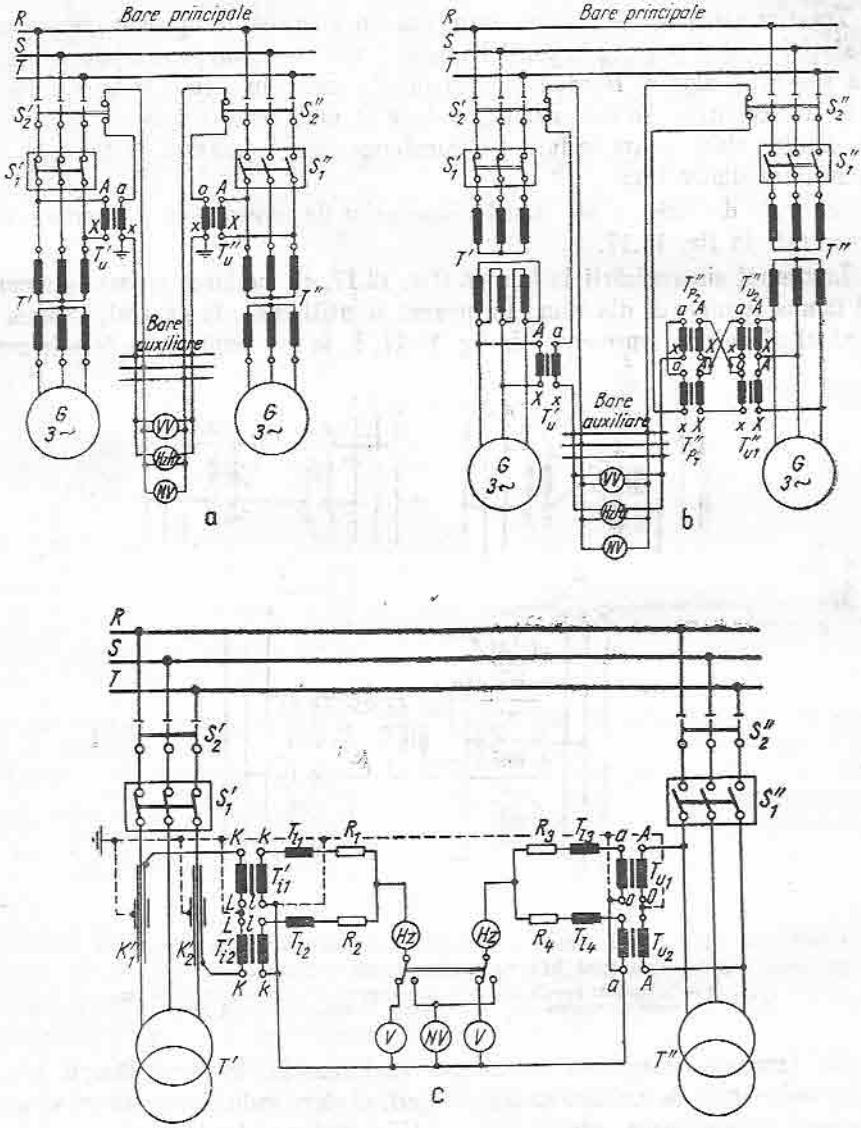


Fig. 12.18. Schema de legare a aparaturii de sincronizare:
a — sincronizarea este făcută pe partea rețelei, după transformatoarele de putere;
b — legarea transformatoarelor pentru sincronizarea după generator; *c* — folosirea transformatoarelor de măsură și a izolatoarelor de trecere tip condensator.

cronizare, sînt introduse sau scoase din circuit de către contactele separatoarelor S_2' și S_2''.

Aparatele de sincronizare cu transformatoarele de măsură se pot instala în imediata apropiere a generatorului (fig. 12.18, *b*). Avantajul acestei metode constă în faptul că transformatoarele de tensiune se construiesc pentru tensiuni mai mici. Dezavantajul constă în diferențele de tensiune pe partea secundară a transformatoarelor T' și T'', determinate de sarcinile secundare diferite (T'' este la mersul în gol).

Pentru utilizarea unei scheme de sincronizare cu trei transformatoare de tensiune monofazate legate în stea într-un sistem și a unei scheme cu două transformatoare de tensiune cu izolație plină legate în V din al doilea sistem (fig.12.17, *c*), este necesară folosirea unui transformator auxiliar T_p, al cărui raport de transformare este 1:1. Bornele comune a și x ale transformatoarelor T_{uRS} și T_{uST}, care se leagă la pămînt, nu pot fi conectate direct cu borna a a transformatorului T_{uR}' și T_{uS}', deoarece în acest caz se leagă la pămînt punctul neutru O al celor trei transformatoare.

În cazul cînd conexiunile transformatoarelor T' și T'' nu sînt identice (fig. 12.18, *b*), atunci pentru conectarea aparatelor de sincronizare este necesară modificarea fazei tensiunii din transformatoarele de măsură, cu ajutorul unor transformatoare auxiliare.

Pentru conectarea aparatelor de sincronizare în locul transformatoarelor de măsură se mai pot utiliza condensatoare. Această metodă se aplică în special pentru tensiuni înalte (mai mari decît 60 kV) și drept condensator se folosește izolatorul de trecere tip condensator. Deoarece curentul capacitiv depinde de tensiune și este relativ mic, nu toate aparatele de sincronizare sînt conectate simultan, iar consumul lor trebuie să fie minim. Curentul capacitiv corespunzător tensiunii dintre faze trece prin transformatoarele de curent, care, cu ajutorul unei legături speciale, alimentează aparatele de sincronizare. Legarea combinată a transformatorului de tensiune și a izolatoarelor de trecere tip condensator pentru instalațiile de sincronizare este reprezentată în fig. 12.18, *c*.

12.6. Utilizarea transformatoarelor de măsură pentru alimentarea regulatoarelor de tensiune

Pentru menținerea valorii constante a tensiunii, generatorul este prevăzut cu regulator de tensiune, care funcționează automat. În cazul tensiunilor joase, regulatorul se leagă direct la generator. La generatoarele de tensiune înaltă este necesar să se utilizeze transformatoare de măsură. Deoarece sub influența sarcinii, tensiunea variază ca urmare a căderilor de tensiune în rețea, regulatorul este prevăzut cu compoundare, care acționează în funcție de curentul debitat. Compoundarea regulatoarelor de tensiune este realizată fie activ, cînd acționează la căderea de tensiune activă, fie inductiv, cînd acționează pentru compensarea căderii de tensiune inductive.

Pentru compoundarea totală a regulatorului de tensiune sînt necesare două transformatoare de curent și un transformator de tensiune (fig. 12.19, *a*). În centralele electrice este utilizată, de obicei, compoundarea parțial activă, pentru care este suficient un transformator de curent și un transformator de tensiune (fig. 12.19, *b*).

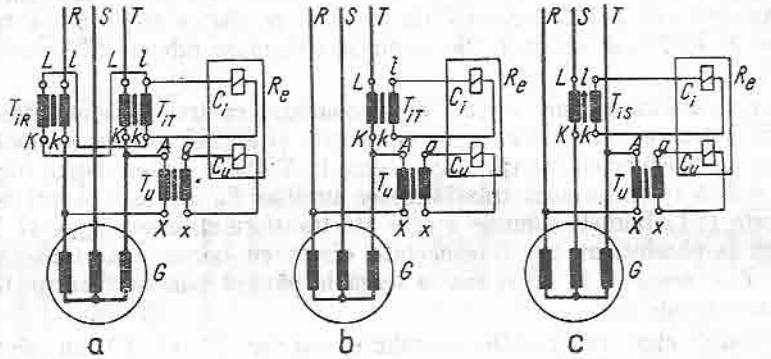


Fig. 12.19. Schema de legare a transformatoarelor de măsură cu regulatorul de tensiune:

a — regulator cu compoundare totală activă; *b* — regulator de compoundare parțial activă; *c* — regulator cu compoundare parțial inductivă.

În cazul compoundării parțial inductive, transformatorul de curent este legat pe faza pe care nu este legat transformatorul de tensiune (fig. 12.19, *c*).

12.7. Transformatoarele de măsură cu sursă auxiliară

Fondurile de investiții și de exploatare pentru sursele auxiliare de tensiune, care sînt de obicei bateriile de acumulatoare, sînt destul de mari. Din acest motiv, în ultimul timp a apărut tendința înlocuirii bateriei de acumulatoare cu o sursă auxiliară de alimentare, legată la transformatoarele de măsură. Această soluție este foarte avantajoasă pentru instalațiile mici, care, eventual, nu au nici o deservire permanentă. Transformatoarele de măsură se folosesc drept sursă auxiliară pentru alimentarea bobinelor de declanșare ale întreruptoarelor și ale mecanismelor de ceasornic ale releelor de protecție.

Transformatoarele de tensiune se pot folosi ca sursă auxiliară de alimentare, în acele locuri în care tensiunea pe bare este permanentă. În cazurile în care tensiunea pe bare scade practic la zero din cauza unui scurtcircuit, este necesar să se utilizeze transformatoarele de curent ca sursă auxiliară de alimentare.

Tensiunea sau curentul luat de la transformatorul de măsură se folosește fie direct, fie redresat.

Cea mai simplă metodă de alimentare a bobinei de declanșare a întreruptorului de la transformatorul de curent este reprezentată în fig. 12.10, *a*. În circuitul secundar al transformatorului de curent este legat transformatorul auxiliar, la a

cărei parte secundară este legată bobina de declanșare. Cu ajutorul întreruptorului comandat de releul de supracurent în timpul funcționării normale, bobina este pusă în scurtcircuit. În cazul apariției unei avarii, releul desface conexiunea de scurtcircuit, iar curentul trece de la transformatorul auxiliar prin bobina de declanșare a întreruptorului. Bobina de declanșare este construită fie ca una de curent pentru 5 sau 1A, fie ca una de tensiune pentru 100 sau 110 V. În cazul unei bobine de tensiune, transformatorul auxiliar T_p este de tip curent-tensiune. În cazul curentului de 5 sau 1 A, în primarul acestui transformator, pe partea lui secundară, va fi tensiunea de 100 sau 110 V. În fig. 12.20, *a* este reprezentată schema de legare a releului de supracurent *AM* 12, cu caracteristică independentă de timp, la care mecanismul de ceasornic *M* și bobină de declanșare C_v sînt alimentate de la transformatorul auxiliar curent-tensiune T_p, legat la circuitul secundar al transformatoarelor de curent T_{iR} și T_{iT}. Transformatorul auxiliar are două înfășurări primare conectate în V, pentru ca la toate scurtcircuitele care pot apărea în sistemul trifazat fără conductor de nul, să existe pe partea secundară o tensiune suficient de mare. Dacă transformatoarele T_{iR} și T_{iT} sînt legate încrucișat, transformatorul auxiliar are numai o singură înfășurare primară.

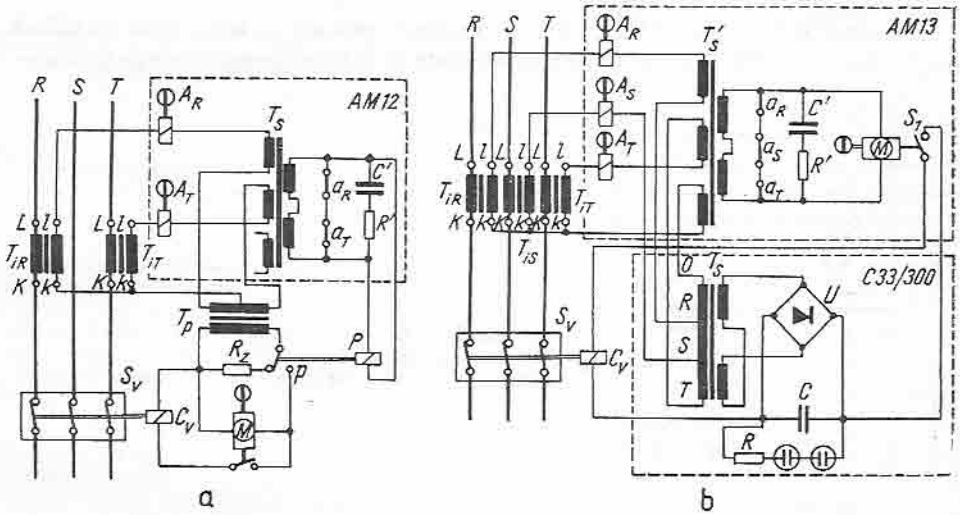


Fig. 12.20. Schema de conectare independentă de timp a releului de supracurent *AM*, cu sursă auxiliară, alimentat de un transformator de măsură:

a — sursa auxiliară este formată dintr-un transformator de curent-tensiune T_p, alimentat de la transformatoarele de curent T_{iR} și T_{iT}; *b* — sursa auxiliară este constituită din condensatoare, legate prin transformatorul de însumare T_S și un redresor la circuitul transformatoarelor de curent T_{iR} și T_{iT}.

Transformatoarele de măsură, folosite drept sursă auxiliară de alimentare, trebuie să aibă o putere suficientă. Valoarea puterii maxime a transformatorului de tensiune este înscrisă pe etichetă. Valoarea aproximativă a puterii maxime a transformatorului de curent reprezintă produsul dintre coeficientul de saturație și sarcina nominală (v. subcap. 3.5, relația 3.42).

Nu este indicat ca la alimentarea bobinelor de declanșare a întreruptorului să se utilizeze transformatoare de curent cu stabilitate mare la scurtcircuite sau de tip bară cu curenți primari mici, care au o putere relativ mică, pentru că în caz de avarie datorită releelor și transformatoarelor auxiliare de curent-tensiune din circuit, curentul secundar rezultă atît de deformat încît releele auxiliare revin la starea inițială fără ca avaria să fie înlăturată. Prin legarea secundarelor transformatoarelor de curent-tensiune la releul de supracurent scurtcircuitat, curentul din circuitul secundar al transformatoarelor principale crește din nou și pune în acțiune elementele de impuls; fenomenul se repetă și are loc așa-numitul *pompaj al releului*.

În cazul în care transformatorul de curent are putere mică, este necesară utilizarea condensatoarelor ca sursă auxiliară. Energia condensatoarelor încărcate este, de obicei, suficientă pentru alimentarea bobinelor de declanșare, deoarece timpul de funcționare este relativ scurt. În cazul alimentării de la transformatoarele de curent, conform fig. 12.20, *b*, timpul reglabil cel mai scurt este de circa 0,5 s, care corespunde timpului necesar pentru încărcarea condensatorului. Mecanismul de ceasornic *M* se alimentează de la transformatorul de însumare montat direct la releul de supracurent cu caracteristică independentă de timp.

În locurile în care există în mod permanent tensiune în bare, sursa auxiliară constituită din condensatoare poate fi alimentată de la transformatoarele de tensiune.

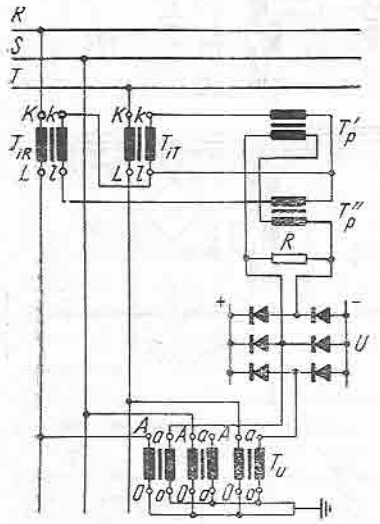


Fig. 12.21. Schema de legături a sursei auxiliare de curent continuu, la care se folosește un redresor alimentat de la transformatoarele de tensiune și de curent.

Un alt tip de sursă auxiliară care înlocuiește bateria de acumulatoare este reprezentat în fig. 12.21. Sursa conține redresorul legat atît la transformatoarele de curent cît și la cele de tensiune. În cazul unui curent mic, puterea necesară este dată de transformatorul de tensiune, iar în caz de scurtcircuit, de către transformatoarele de curent.

12.8. Calcularea sarcinii transformatoarelor de măsură

La calcularea sarcinii transformatoarelor de măsură se folosesc (tabelul 12.5) valorile consumurilor individuale ale aparatelor conectate. Aparatele de măsurat, protecție, reglare și altele, conectate în circuitul secundar al transformatoarelor de măsură, sînt conectate în serie, în cazul transformatoarelor de curent, și în paralel, în cazul transformatoarelor de tensiune (v. fig. 12.1). Sarcina maximă, care poate fi conectată la circuitul secundar, dacă erorile trebuie să fie în limitele admise ale clasei respective de precizie, este dată de sarcina nominală înscrisă pe eticheta transformatorului.

Tabelul 12.5

Consumurile proprii ale aparatelor conectate în circuitul secundar al transformatoarelor de măsură [N 12] .

Aparatul	Consumul, în VA (pe fază) la frecvența de 50 Hz	
	Curentul 1 sau 5 A	Tensiunea 100 sau 110 V
Aparate de măsurat indicatoare		
Voltmetru și ampermetru electromagnetic	1,5	6—7
Voltmetru și ampermetru cu sistem electromagnetic, unghiul de deviere a acului indicator 240°	1,5—2,5	6—8
Voltmetru de nul	—	5
Wattmetru ferodinamic	2	3—3,5
Wattmetru ferodinamic, lungimea scării 240°	1	1,5—2
Frecvențmetru cu ac indicator	—	1,5— 2
Sincronoscop ferodinamic	—	7,5—10
Sincronoscop electromagnetic	—	1—2
Fazmetru ferodinamic	7	3—4
Fazmetru electromagnetic (240°)	0,5—1	2—3
Aparate de măsurat înregistratoare:		
Voltmetru și ampermetru ferodinamic	6—7	10—13
Wattmetru ferodinamic	5	6—7
Frecvențmetru	—	15
Fazometru	12	13
Aparat electric de măsurat (inductiv) Ferraris	0,8	5
Regulatoare:		
Regulator rapid de vibrație (Tirrill)	10	70
Regulator de vibrație VR 3	4	3,5
Regulator de șoc NR 3-T	—	15
Regulator de tensiune pentru transformatoare	—	60
Regulator de șoc pentru curent INE și pentru tensiune ENE	100	150
Aparat de sincronizare rapidă FES	—	30
Sincronoscop automat	—	3 × 5+5
	—	3×15+5

Tabelul 12.5 (continuare)

Aparatul	Consumul, în VA (pe fază) la frecvența de 50 Hz	
	Curentul 1 sau 5 A	Tensiunea 100 sau 110 V
Regulator de tensiune AB 2/1 (BBC)	60	50—200
Regulator de tensiune AB 4/1 (BBC)	135	80—350
Aparate de protecție:		
Protecție de distanță DG 10 pentru generatoare	1 A— 5 VA 5 A—15 VA	În repaos 1 la acționare 40
Protecția de distanță pentru rețeaua compensată de tensiune înaltă	1 A— 5 VA 5 A—15 VA	În repaos 1 la acționare 40
Protecția de distanță pentru rețeaua de tensiune foarte înaltă cu neutru legat direct la pământ	1 A— 8 VA 5 A—18 VA	În repaos 15 la acționare 40
Protecția diferențială	6,5	—
Releu de supratensiune sau subtensiune cu caracteristică independentă de temporizare	—	7
Protecție la supracurent cu caracteristică independentă de timp A 3 T	2,4	—
Protecție la supracurent cu caracteristică de timp A M 12	4,7	—
Protecție wattmetrică cu caracteristică independentă, temporizată	2,5	15
Releu de direcție wattmetric	30	15
Protecție pentru punerea la pământ cu caracteristică independentă temporizată; element de măsură	2,5	5
element de timp	15	—
releu de semnalizare	100	—
Releu de punere la pământ wattmetric pentru indicarea punerii la pământ	2,5	5—15
Protecție de frecvență care acționează în cazul variației de frecvență	—	3
Protecție la supracurent cu caracteristică dependentă de timp A2B;		
element termic	3,7	—
element de scurtcircuit	0,1	—
sarcină auxiliară	0—10	—
Releu cu mecanism căzător	—	6—9
Releu de temporizare scurtă	—	40—65
Releu de temporizare lungă	—	9—12
Diverse:		
Bobină pentru subtensiune	—	30
Bobină de blocare	—	60
Bobină pentru deconectare	—	70
Transformator auxiliar de curent	10	—
Transformator auxiliar de curent-tensiune cu funcționare normală în regim de avarie	15 200	— —
Hupă	—	35—45

12.8.1. Influența conductoarelor de alimentare

La calcularea sarcinii transformatoarelor de curent trebuie luată în considerare și influența conductoarelor de alimentare, care determină sarcina auxiliară legată în circuitul secundar. Secțiunea conductoarelor de legătură de la transformatoare la aparatele de măsurat și de protecție se alege în funcție de curentul secundar nominal, eventual în funcție de curentul limită termic secundar, de scurtcircuit, în care caz sarcina totală, constînd din sarcina reprezentată de aparate și sarcina auxiliară, nu trebuie să depășească sarcina nominală.

Pentru calcularea secțiunii conductoarelor de alimentare, cu luarea în considerare a sarcinii auxiliare, se poate folosi nomograma (fig. 12.22). Sarcina auxiliară se poate compensa prin legarea transformatorului de curent conform fig. 3.52 (v. § 3.6.4).

Influența conductoarelor de alimentare este de altă natură în cazul transformatoarelor de tensiune. Valorile garantate ale preciziei și tensiunii sînt valabile la bornele transformatorului. Rezistența conductoarelor de alimentare mărește impedanța de trecere a transformatorului și, prin aceasta, înrăutățește condițiile preciziei de transformare. La calcularea acestei influențe a conductorului de alimentare se ia în considerare numai rezistența lui activă, componenta inductivă a impedanței neglijîndu-se.

Conform schemei echivalente (fig. 12.23, *a*), rezistența activă a conductorului de alimentare (recalculată pentru o spiră) este r_p, în serie cu rezistența înfășurării secundare r_2. Acțiunea ei asupra erorii transformatorului de tensiune poate fi considerată ca o creștere a fazorului inițial $(r_1 + r_2)\, y$, la $(r_1 + r_2 + r_p)\, y$ (fig. 12.23, *b*). Pentru ca în cazul sarcinii date, erorile reale ale transformatorului de tensiune să nu iasă din limitele erorilor admise, căderea de tensiune pe rezistența activă a conductorului trebuie să nu depășească o valoare, care este proporțională cu distanța de la marginea limitei erorilor admise la izopleta $y_{max} = \text{const}$ (fig.12.23, *c*). Din valorile căderilor de tensiune, în diagrama complexă a erorilor se construiește graful funcției $\Delta_R = f\,(P)$ sau $\Delta_R = f\,(y)$, care are alura indicată cu linie plină (fig. 12.23, *d*). La cercetarea alurii funcției $\Delta_R\,(P)$, uneori nu se ia în considerare colțul de sus din dreapta al limitei erorilor admise (fig. 12.23, *c* — indicată punctat) și în acest caz funcția $\Delta_R = f\,(P)$ are alura de la P_0 la P_2, după segmentele punctate (fig. 12.23, *d*).

În limitele sarcinii de la P_0 la P_2 rezultă $\Delta_{R0} = \Delta_{R2} = \Delta_{R\,max}$. Alura funcției $\Delta_R = f\,(P)$ depinde de construcția transformatorului de tensiune și este indicată de furnizor în documentația de catalog sau, în cazuri deosebite, aceste valori trebuie cerute în mod special.

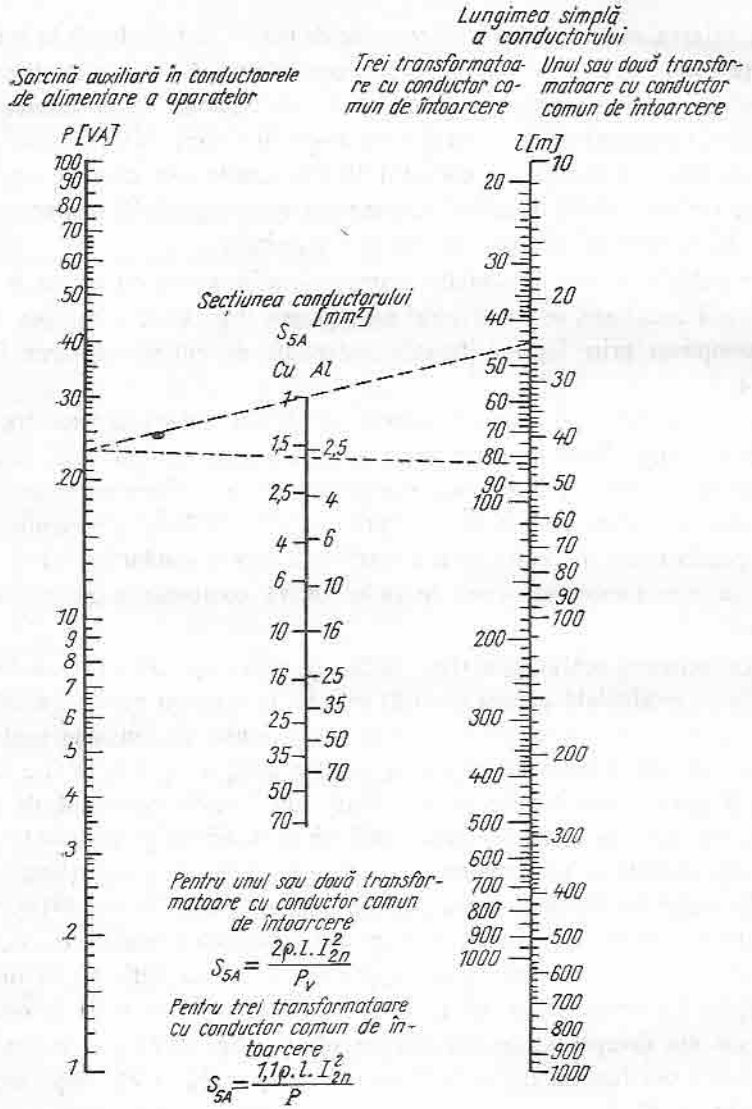


Fig. 12.22. Nomograma pentru determinarea secțiunii conductorului de alimentare în circuitul secundar al transformatorului de curent:
Valorile secțiunii conductorului S_{5A} sînt valabile pentru $I_{2n} = 5$ A. Pentru $I_{2n} = 1$ A este suficientă secțiunea $S_{1A} = S_{5A}/25$ [N5].

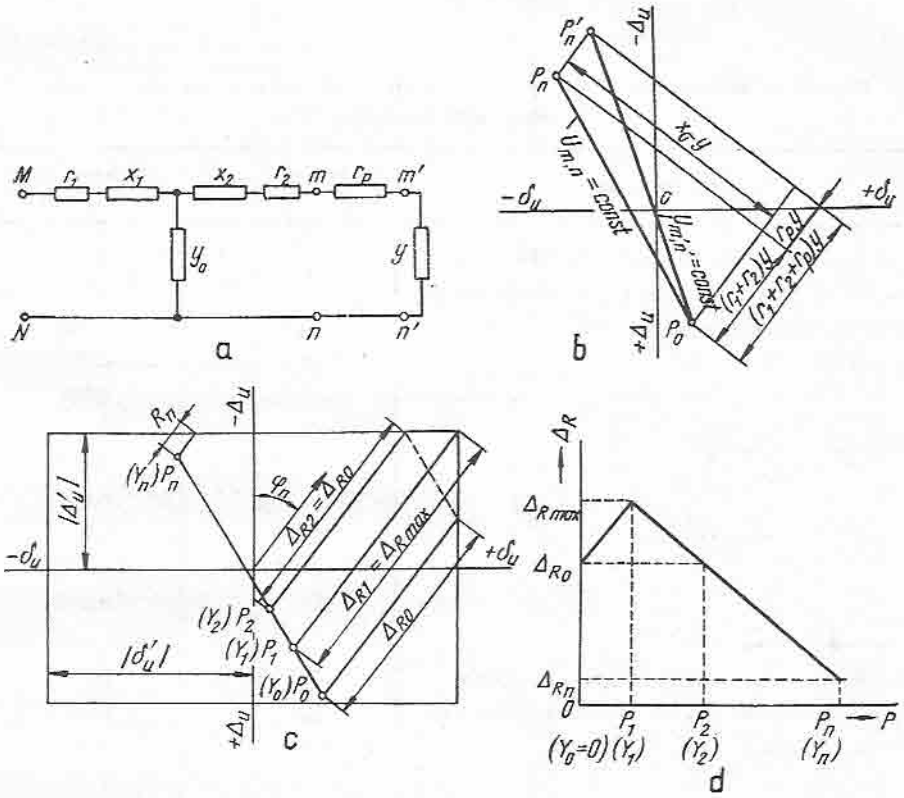


Fig. 12.23. Influența rezistenței active a conductorului de legătură r_p dintre transformatorul de tensiune și aparat, asupra erorii de raport și de unghi:

a — schema echivalentă (cu mărimi raportate la o spiră); *b* — diagrama complexă a erorilor la bornele secundare ale transformatorului de tensiune — izopletă U_{mn} = const și a erorilor de la bornele sarcinii — izopleta $U_{m',n'}$ = const; *c* — funcția $\Delta_R = f(P)$ sau $\Delta_R = f(Y)$ în diagrama completă a erorilor; *d* — alura funcției $\Delta_R = f(P)$ sau $\Delta_R = f(Y)$.

O altă influență asupra conductorului de alimentare a transformatoarelor de tensiune o constituie rezistența de trecere a aparatelor de protecție sau a siguranțelor montate în circuitul secundar (tabelul 12.6). Curentul nominal al aparatelor de protecție se alege după puterea maximă a transformatoarelor de tensiune.

Pentru ușurarea calculării secțiunii conductoarelor de alimentare ale transformatoarelor de tensiune se poate utiliza nomograma (fig. 12.24).

Tabelul 12.6

Dispozitive de siguranță folosite pentru protecția circuitelor secundare ale transformatoarelor de tensiune [N2].

Felul aparatului	Curentul nominal I_n A	Impedanța la I_n Ω
Dispozitive mărunte, de siguranță, tipul J1K cu declanșare bimetalică la supracurent, cu caracteristică adecvată pentru protecția motoarelor și a barelor	1	0,9
	2	0,23
	4	0,055
	5	0,035
	6	0,024
	8	0,013
	10	0,009
	15	0,004
	18	0,003
	20	0,0025
	25	0,002
Dispozitive de siguranță, tipul IJM cu declanșare bimetalică la supracurent, având caracteristica pentru protecția motoarelor	1	3,0
	2	0,35
	4,2	0,26
	5—6	0,11
	10	0,017
	15	0,01
	20	0,0075
Dispozitive de siguranță, tip IJV cu declanșare bimetalică la supracurent având caracteristica pentru protecția barelor	6	0,028
	10	0,015
	15	0,009
	20	0,0065
	25	0,006

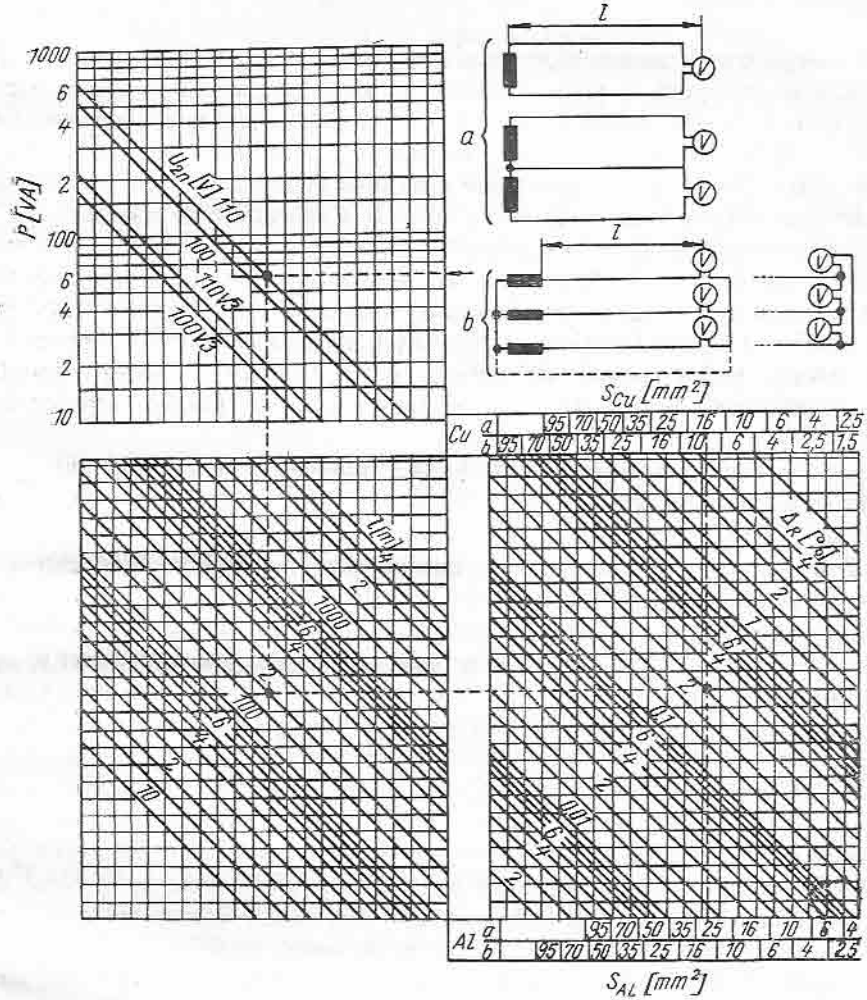


Fig. 12.24. Nomograma pentru determinarea secțiunii conductoarelor de alimentare din circuitul secundar al transformatorului de tensiune [N5].

12.9. Protecția și legarea la pămînt a transformatoarelor de măsură

12.9.1. Protecția

Protecția transformatorului de tensiune. Transformatoarele de tensiune joasă și înaltă se protejează la partea primară cu siguranțe, al căror curent nominal nu trebuie să fie mai mic decît 4A. Dacă curentul este mai mic, conductorul siguranței va fi prea subțire și în cazul tensiunilor înalte apare pericolul distrugerii lui de către efectul corona, care poate determina deteriorarea siguranței și scoaterea din funcțiune a transformatorului, inclusiv a aparatelor de măsurat și de protecție. Siguranțele de la partea primară a transformatorului de tensiune acționează numai în caz de scurtcircuit și nu protejează transformatorul la suprasarcini în circuitul secundar. De asemenea, în caz de scurtcircuit între spire, curentul mărit este insuficient pentru funcționarea siguranței. Puterea de rupere a siguranței trebuie aleasă ținînd seama de puterea de scurtcircuit a întregii instalații. Din această cauză, în instalațiile de tensiune înaltă se folosesc siguranțele de putere.

La transformatoarele de tensiune joasă se folosesc, de obicei, siguranțe spirale, iar în cazul puterilor mari de scurtcircuit se folosesc pentru tensiune joasă siguranțe de putere.

Transformatoarele de tensiune cu tensiuni pînă la 10 kV se leagă numai prin intermediul siguranțelor. Pentru tensiuni superioare, înaintea siguranțelor se introduce un separator, sau trebuie să se utilizeze siguranțe separatoare. La unele construcții de transformatoare de tensiune, siguranțele sînt montate direct în corpul transformatorului (v. fig. 7.42). Transformatoarele fără ulei nu trebuie protejate cu siguranțe dacă între sursă și transformatorul de tensiune este un întreruptor, care în caz de scurtcircuit separă zona de avarie.

La deteriorarea transformatoarelor cu izolație plină apar, de obicei, scurtcircuite între faze și din această cauză sînt preferate transformatoarele de tensiune monofazate [12.11]. Această soluție este mai avantajoasă și mai economică pentru sistemele cu neutrul izolat sau legat indirect la pămînt, deoarece în cazul defectării transformatorului apare numai o punere la pămînt, care nu conduce la extinderea avariei. Prețul mare pentru trei transformatoare monofazate, în loc de două cu izolație plină, este compensat prin economia de siguranțe; aceasta însă are mai multe dezavantaje, constituind surse pentru alte defecțiuni, cum ar fi scoaterea din funcțiune a aparatelor de măsurat și de protecție. Variația rezistenței siguranței acționează defavorabil asupra preciziei de măsurare.

Partea secundară a transformatorului de tensiune se poate proteja cu siguranțe sau cu dispozitive mici de siguranță, al căror curent nominal trebuie să corespundă puterii maxime a transformatorului.

Transformatoarele de tensiune foarte înaltă nu se protejează pe partea secundară cu siguranțe.

Protecția transformatoarelor de curent. Este interzisă protecția circuitului secundar al transformatorului de curent cu siguranțe sau cu dispozitive de siguranță. În cazul deconectării circuitului secundar apare tensiunea înaltă (v. subcap. 12.13), care poate determina deteriorarea întregului transformator.

În circuitul primar al transformatorului de curent se folosesc foarte rar siguranțele și, aceasta, numai în cazuri speciale. La instalațiile cu putere mare de scurtcircuit, derivațiile cu consum mic se pot proteja cu siguranțe de putere, iar conductoarele și elementele bune conducătoare de curent electric pot fi dimensionate la curentul nominal. De asemenea, transformatoarele de curent legate la aceste circuite nu trebuie să fie construite cu stabilitate mare la scurtcircuite, deoarece valoarea curentului de scurtcircuit este limitată de siguranțe.

12.9.2. Legarea la pămînt a transformatoarelor

Fiecare transformator de măsură trebuie să aibă bornă de protecție, care se leagă la bara de legare la pămînt prin intermediul unui conductor de oțel zincat, cu secțiune de 20×3 mm. [N5]. De asemenea, se leagă la pămînt și un pol al înfășurării secundare a cărei bornă se leagă la borna de protecție a transformatorului de curent cu un conductor de aceeași secțiune ca și secțiunea conductorului circuitului secundar (minimum 4 mm²). De obicei, se leagă la pămînt acea bornă a înfășurării secundare (*k*), care este notată la fel cu borna primară de intrare (v. fig. 12.2).

Transformatoarele de tensiune monofazate, conectate în stea, sau transformatoarele trifazate cu punctul neutru scos în afară, se leagă la pămînt prin racordarea punctului neutru la borna de legare la pămînt a transformatoarelor (v. fig.12.3, *a*) În cazul conectării în V se leagă la pămînt polul comun *xa* al ambelor transformatoare (v. fig. 12.3, *c*). La transformatoarele de tensiune conectate în triunghi se leagă la pămînt un punct al triunghiului. Alte legări la pămînt ale aparatelor de măsurat sau de protecție nu se admit (v. fig. 12.3, *b*).

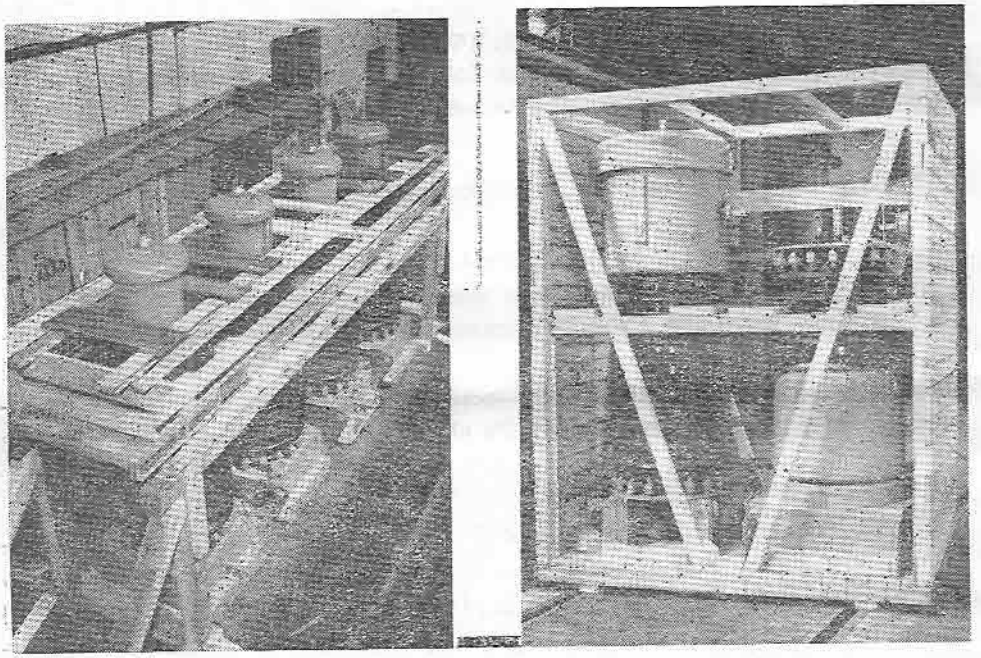
12.10. Ambalarea, transportul și depozitarea

Transformatoarele de măsură de joasă și de înaltă tensiune se transportă ambalate în stelaj de lemn. Transformatoarele mai mici sînt fixate în talaș de lemn sau în alt material elastic. Transformatoarele mai mari sînt fixate rigid în stelaj.

Trebuie să se acorde o îngrijire specială și o atenție mărită în timpul ambalării și transportării transformatoarelor în ulei, deoarece se transportă umplute cu ulei. Stelajul trebuie să fie notat cu semnul de avertizare al mărfurilor fragile (pahar) și cu inscripția *nu se răstoarnă*.

Transformatoarele de tip interior trebuie să fie depozitate în spații care corespund condițiilor de lucru ale transformatoarelor (tabelul 12.3).

Transformatoarele înglobate în rășină epoxidică turnată nu sînt atît de sensibile la transport cum sînt transformatoarele cu izolație de porțealn. Transformatoarele turnate în rășină epoxidică sînt rezistente la umiditate, mucegai și nu sînt atacate de nici o insectă. Suprafața rășinii epoxidice nu trebuie să fie bătută de



a *b*

Fig. 12.25. Ambalarea transformatoarelor de măsură cu tensiune foarte înaltă:
a — transformatoare de tensiune COF 110 Z în cofraje pentru transportarea în vagoane de cale ferată; *b* — transformatorul de curent 2 JO 220 (descompus în două părți separate), stelaj închis pentru transport pe mare (fără capac fără peretele din față și din spate) (ŠKODA Plzeň).

soare timp îndelungat și nici nu rezistă la anumiți solvenți organici, cum ar fi acetona, triclor-etilena și altele.

Transformatoarele de măsură pentru tensiuni foarte înalte se transportă, de semenea, umplute cu ulei, pe vagon platformă, sau cu mașina, ambalate (fig. 12.25, *a*) ori numai ancorate, fără ambalaj. Transformatoarele tip în cascadă sînt

demontate în elemente separate (fig. 12.26). Vagoanele cu care se transportă transformatoarele de măsură pentru tensiuni foarte înalte nu trebuie să fie supuse la tamponări puternice în timpul transportului şi nici nu pot fi lăsate libere pe linii în pantă mare. Transportarea transformatoarelor de tensiune foarte înaltă pe căru-

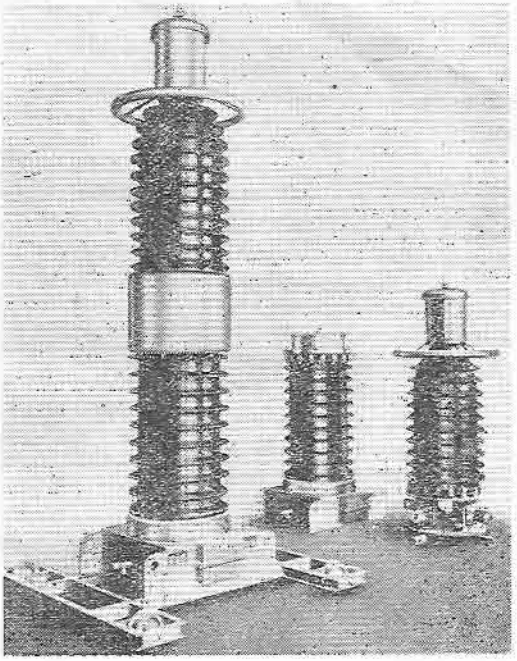


Fig. 12.26. Transformatorul de tensiune COF 220 Z, în stînga — montat, în dreapta — demontat pentru transport (ŠKODA Plzeň).

ciorul propriu se permite numai pe distanţe mici, iar izolatorul de porţelan nu trebuie să fie solicitat.

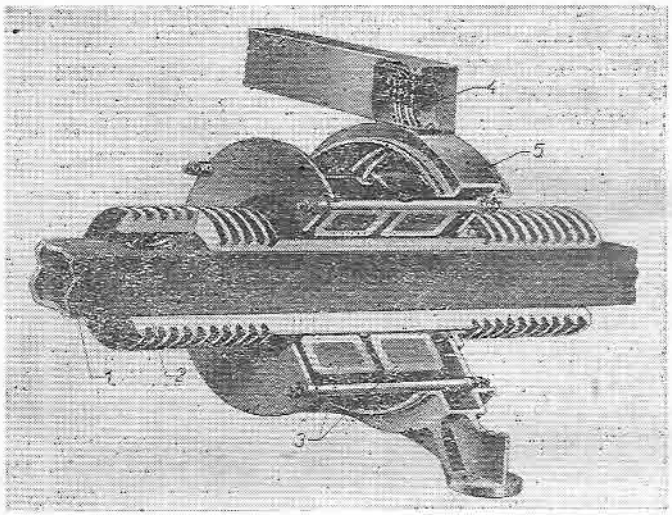
Transformatoarele pentru tensiuni foarte înalte sînt destinate, de obicei, pentru montarea în exterior; de aceea, ele pot fi depozitate în aer liber şi, din cînd în cînd, trebuie să se verifice nivelul uleiului.

Cu multă grijă şi atenţie trebuie ambalate transformatoarele pentru export, în special cele destinate transportului pe mări (fig. 12.25, *b*). Suprafeţele vopsite şi părţile metalizate trebuie să fie protejate cu un strat conservant, iar fixarea transformatoarelor trebuie să se facă foarte solid. Realizarea ambalajului trebuie să corespundă prescripţiilor internaţionale de transport.

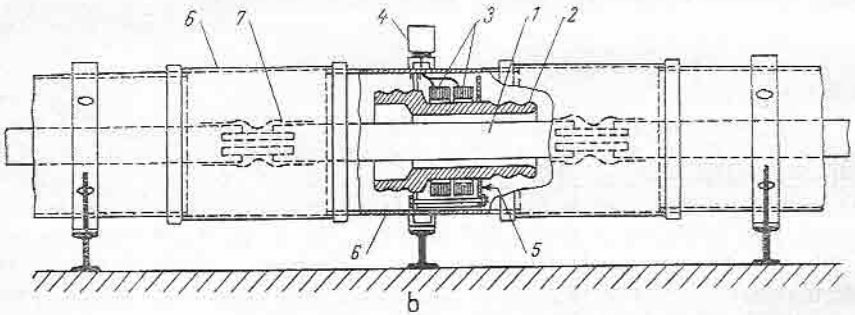
12.11. Montarea şi instalarea transformatoarelor de măsură

Transformatoarele de măsură se montează în poziţia care este indicată prin semnul de pe eticheta transformatorului (tabelul 7.4). Descrierea precisă şi instrucţiunile de montare se livrează de către furnizor pentru fiecare tip de transformator.

Transformatoarele cu ulei se montează în poziție verticală. Unele transformatoare cu ulei sînt concepute pentru a fi montate suspendat pe bare. Transformatoarele cu izolație uscată de aer, porțelan, sau înglobate în rășină epoxidică turnată se pot monta de, obicei, în orice poziție. Pentru a rezista efectelor dezvoltate de forțele electrodinamice de scurtcircuit, transformatoarele trebuie să fie fixate bine



a



b

Fig. 12.27. Transformatorul de curent de tip bară, pentru bare capsulate:
a — secțiune prin transformator; *b* — fixarea pe bară;
1 — bară în formă de U; *2* — izolație din porțelan; *3* — transformatorul de curent de tip bară (cu două înfășurări secundare); *4* — placa bornelor secundare; *5* — carcasa transformatorului; *6* — tubulatura de capsulare a barei; *7* — legătură elastică (ITE — circuit Breaker Company).

pe suportul lor. Transformatoarele de trecere se montează pe plăci speciale de trecere sau pe cadre suport. Transformatoarele de curent tip de bară se fixează bine pe bară, eventual pe o placă specială sau pe un cadru suport.

La barele capsulate, care se folosesc pentru legarea generatorului la transformatorul de putere bloc [12.13, 12.14] transformatoarele de curent sînt introduse pe bare și sînt izolate de acestea prin izolatoare de trecere din porțelan (fig. 12.27) [12.12], sau sînt înglobate în rășină epoxidică. Capsularea este realizată din tablă de aluminiu cu grosimea de 3—5 mm. Transformatoarele de tensiune sînt montate în celule speciale din tablă.

Transformatoarele de măsură pentru tensiuni înalte și foarte înalte, de tip exterior, se montează pe fundații de beton în care sînt fixate corniere sau șine de cale ferată (v. fig. 1.1). După fixarea transformatorului pe locul destinat, roțile căruciorului se blochează. Transformatoarele mai mici, de tensiune înaltă, care sînt fără cărucior, se fixează pe fundație prin șuruburi.

Transformatoarele în cascadă, constituite din părți separate, se asamblează la fața locului, după instrucțiunile furnizorului. La montare se folosește, de obicei, macaraua-automobilă.

Transformatoarele de curent se leagă la bare direct prin bornele primare. Dacă forma bornei și a barei sînt diferite, este necesar să se utilizeze bare intermediare. Solicitarea barelor primare de către forțele traversale de scurtcircuit (stabilitatea exterioară la scurtcircuit, subcap. 11.6) nu trebuie să depășească valorile prescrise de furnizor.

Pentru legarea la bare a transformatorului de tensiune, al cărui curent este relativ mic, se pot utiliza conductoare cu secțiune mai mică, în comparație cu bara principală, dar adaptate la dimensiunea bornei primare a transformatorului.

Transformatoarele pentru tensiuni foarte înalte sînt legate la bare, cu ajutorul unor conductoare de aceeași secțiune cu barele, cablul multifilar fiind evitat, pentru ca bornele transformatorului să nu fie solicitate la întindere.

Transformatoarele de măsură montate în celulele de distribuție sînt adaptate, ca formă, pentru a ocupa un spațiu cît mai mic (v. fig. 7.18).

Circuitele secundare ale transformatoarelor de măsură, necesare pentru legarea aparatelor de măsurat, sînt realizate, în cazul distanțelor mici, din conductoare izolate, montate liber sau în tuburi izolante de tip peschel sau pantzer. Pentru distanțe mai mari, în cazul transformatoarelor de tip exterior, se folosesc cabluri multifilare. Pentru legarea cablului, placa de borne a transformatorului trebuie să fie prevăzută cu treceri corespunzătoare pentru montarea în exterior.

12.12. Punerea în funcțiune și întreținerea

Înainte de punerea în funcțiune a transformatoarelor în ulei, este necesar să se controleze: nivelul uleiului și, eventual, după un timp mai îndelungat de la montare, rigiditatea dielectrică a uleiului, care trebuie să nu fie mai mică de 41 kV/3 mm (150 kV/cm). Uleiul poate fi completat numai cu ulei care are această rigiditate minimă. La transformatoarele cu închidere etanșă (v. fig. 9.7) uleiul nu se verifică, dar este necesar să se controleze nivelul uleiului.

Legăturile trebuie să fie făcute conform schemei, chiar și din punctul de vedere al polarității bornelor. La transformatoarele comutabile pentru mai mulți curenți se verifică poziția în care este fixat transformatorul.

Circuitul secundar al transformatorului de curent nu poate fi lăsat deschis. Dacă nu sînt conectate aparatele de măsurat sau de protecție, este necesară legarea bornelor secundare în scurtcircuit. La transformatoarele cu stabilitate mare la scurtcircuite, se recomandă, uneori, punerea sub o sarcină minimă, de circa 0,25 Z_n. Dacă transformatorul de curent este pus sub sarcină mică, trebuie să se verifice rezistența la scurtcircuite a aparatului conectat în ceea ce privește scurtcircuitele ce pot avea loc în exploatare. Pe baza experienței, aparatul se consideră corespunzător dacă rezistă, fără să se deterioreze, la curentul

$$I_{zn} = 2\, n_s \cdot I_{2n} \quad [\mathrm{A};\ \mathrm{A}], \tag{12.32}$$

unde n_s este factorul de saturație corespunzător sarcinii reale a transformatorului (relația 11.12).

La transformatoarele de tensiune trebuie ca bornele secundare să nu fie scurtcircuitate cînd are loc punerea în funcțiune a transformatorului, iar sarcina să nu depășească puterea maximă înscrisă pe etichetă.

Verificarea sarcinii este una dintre cele mai importante operații care trebuie realizată pentru transformatoarele de măsură, înainte de punerea lor în funcțiune, deoarece precizia și celelalte caracteristici ale transformatorului, de exemplu coeficientul de saturație și altele, depind de sarcină. Verificarea sarcinii este avantajos să se facă dacă instalația nu este sub tensiune.

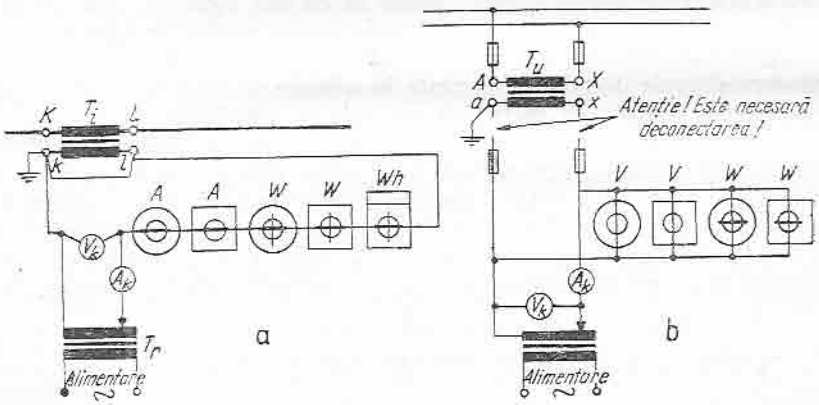


Fig. 12.28. Schema de legături pentru verificarea sarcinii transformatoarelor de măsură:

a — la transformatorul de curent T_i; *b* — la transformatorul de tensiune T_u; T_r — sursă auxiliară; V_k și A_k — aparate de control.

În cazul verificării sarcinii transformatorului de curent (fig. 12.28, *a*), bornele secundare se scurtcircuitează, iar în circuitul aparatelor se introduce sursa de curent reglabilă, ampermetrul și voltmetrul de control. În circuitul secundar curentul se reglează la valoarea curentului secundar nominal și se citește tensiunea

la voltmetru cînd curentul secundar a ajuns la valoarea nominală. Produsul acestor valori măsurate este sarcina reală P a transformatorului de curent.

$$P = I_{2n}\, U_2 \leqslant P_n \quad [\text{VA; A, V}]. \tag{12.33}$$

În această sarcină este inclusă și sarcina provocată de conductorul de alimentare.

Verificarea sarcinii transformatoarelor de curent se poate face și în timpul funcționării (în special la instalațiile de tensiune joasă), dar trebuie multă atenție. La un moment dat, se măsoară curentul I_2 și tensiunea U_2 la bornele secundare ale transformatorului de curent. Sarcina reală este

$$P = \frac{U_2}{I_2} I_{2n}^2 \quad [\text{VA; V, A}]. \tag{12.34}$$

Verificarea sarcinii transformatoarelor de tensiune este mai complicată, în acest caz fiind nevoie de o mai mare atenție. Conductoarele de alimentare ale aparatelor de măsurat și de protecție trebuie dezlegate de la bornele secundare ale transformatorului, deoarece în cazul alimentării transformatorului la partea bornelor secundare, apare înaltă tensiune la partea primară și în barele de tensiune înaltă, tensiune care poate pune în pericol viața muncitorilor ce lucrează în alte sectoare ale stației de distribuție.

La circuitul secundar se leagă sursa reglabilă de alimentare și aparatele de control (fig. 12.28, *b*). Cînd tensiunea secundară a ajuns la valoarea nominală U_{2n}, se citește curentul, iar sarcina reală se calculează cu relația

$$P = U_{2n}\, I_2 \qquad [\text{VA; V, A}]. \tag{12.35}$$

În circuitul măsurat nu este inclusă influența anumitor factori, cum ar fi căderea de tensiune în conductoarele care vin de la transformator, inclusiv siguranțele, sau alte aparate de protecție. Căderi mari de tensiune și, o dată cu aceasta, erori mari pot apărea în special cînd nu se alege corect curentul nominal al aparatelor de protecție. Valoarea căderilor de tensiune în conductorul de alimentare depinde de sarcina admisă P_d, care se poate conecta la partea bornelor secundare ale transformatorului de tensiune, dacă erorile trebuie să fie în limitele admise ale clasei de precizie

$$P \leqslant P_d \leqslant P_n \qquad [\text{VA, VA}]. \tag{12.36}$$

Pentru determinarea sarcinii admise, se măsoară rezistența conductorului de alimentare R_p, inclusiv a aparatelor de protecție, și se calculează căderea de tensiune relativă pentru sarcina reală

$$\Delta_R = R_p \frac{P}{U_{2n}^2} 100 \quad [\%;\ \Omega, \text{VA, V}]. \tag{12.37}$$

Luînd în considerare influența căderii de tensiune Δ_R asupra erorii de tensiune Δ_u, sarcina admisă se determină cu relația

$$P_d = P_n - \frac{\Delta_R}{2Cl}(P_n - P') \quad [\text{VA; VA, \%}]; \tag{12.38}$$

$$P' = 0{,}25\ P_n, \text{ pentru } P_n \leqslant 60 \text{ VA};$$

$$P' = 15 \text{ VA, pentru } P_n \geqslant 60 \text{ VA}.$$

Relația se simplifică dacă se consideră că folosirea limitei erorilor admise este de 80%. Ea poate fi utilizată și pentru transformatoarele vechi, la care nu se cunosc curbele erorilor de unghi și de tensiune. Calculul precis al influenței conductorului de alimentare la transformatoarele de tensiune și determinarea sarcinii admise se fac după § 12.8.1.

La verificarea stării izolației de pe circuitele secundare se folosesc aparate, pentru măsurarea rezistenței de izolație, avînd tensiunea de 1000 V. Circuitele și părțile cu tensiune înaltă se verifică cu inductoare avînd tensiunea de 2500 V, eventual cu tensiuni și mai mari.

Întreținerea. În timpul exploatării, la transformatoarele cu ulei se verifică nivelul și calitatea uleiului. Dacă rigiditatea dielectrică scade la 130 kV/cm, uleiul trebuie tratat pentru a-i mări rigiditatea dielectrică la 150 kV/cm. Transformatoarele înglobate în rășină epoxidică turnată necesită o întreținere minimă. Din cînd în cînd, transformatoarele de măsură se șterg de praful ce se depune pe ele.

Pentru transformatoarele de măsură conectate la aparatele de măsurat, este necesară repetarea verificării erorilor la intervalele indicate în instrucțiuni.

La transformatoare se mai face repetarea verificărilor după avarii importante, chiar dacă ele au loc în afara transformatorului.

12.13. Stările de avarie în exploatare — influența asupra transformatoarelor de măsură

12.13.1. Tensiunea de la bornele deconectate ale înfășurării secundare a transformatoarelor de curent

Datorită trecerii curentului prin înfășurarea primară, în cazul întreruperii circuitului secundar al transformatoarelor de curent, apare o tensiune periculoasă, care poate determina deteriorarea izolației și, deci, defectarea întregului ansamblu.

În cazul acestei stări de avarie, curentul primar I_1 devine curent de magnetizare și determină în miez apariția fluxului Φ și a inducției magnetice B.

Alura acestui curent nu mai este sinusoidală, din cauza curbei de magnetizare a materialului din care este făcut circuitul magnetic (fig. 12.29, *a*, *b*).

La o anumită valoare a curentului, în A, circuitul magnetic se saturează, iar inducţia şi fluxul rămîn constante. Datorită variaţiei fluxului magnetic, se induce în înfăşurarea secundară tensiunea

$$U_2 = N_2 \frac{d\Phi}{dt} [\text{V; Vs, s}]. \qquad (12.39)$$

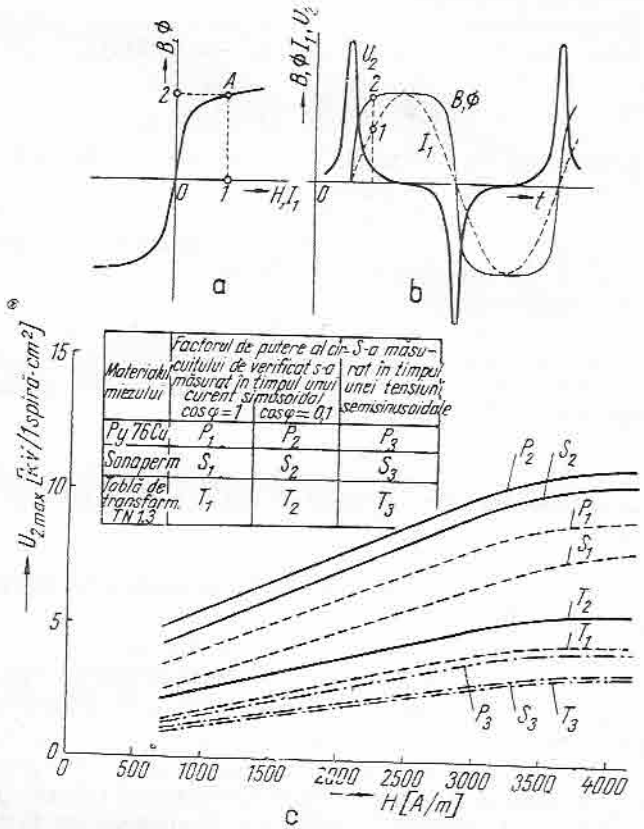


Fig. 12.29. Tensiunea la bornele deconectate ale circuitului secundar al transformatorului de curent:

a — curba de magnetizare a materialului magnetic; *b* — alura curbelor curentului I_1, fluxului Φ, inducţiei B şi a tensiunii U_2; *c* — diagrama valorilor maxime relative ale tensiunii pe spiră şi cm² de secţiune a miezului, în funcţie de intensitatea cîmpului magnetic.

Această tensiune ajunge la valorile maxime cînd curentul trece prin zero. La saturaţie, variaţia curentului este mică şi, prin aceasta, tensiunea indusă scade practic la zero. La următoarea trecere prin zero, tensiunea ajunge din nou la valoa-

rea maximă și fenomenul se repetă periodic. Valoarea maximă a tensiunii se poate determina cu relația [K4].

$$U_{2max} \approx \mu_{max} \sqrt{2}\, \frac{S\omega}{l_m} N_2^2 I_{2n} \text{ [V; H/m, m}^2\text{, m, Hz, A]}, \qquad (12.40)$$

în care: μ_{max} reprezintă permeabilitatea maximă a materialului din care este făcut miezul;
S — secțiunea miezului;
l_m — lungimea medie a circuitului magnetic;
ω — viteza unghiulară (pentru 50 Hz — $\omega = 314$);
N_2 — numărul spirelor secundare;
I_{2n} — curentul secundar nominal.

Tensiunea determinată cu relația (12.40) este valoarea maximă ce se poate obține. În realitate, tensiunea este întrucîtva mai mică, din cauza histerezei și a magnetizării întîrziate, care nu are loc simultan în toată secțiunea miezului. În fig. 12.29, *c* sînt reprezentate valorile relative ale tensiunii din circuitul secundar al transformatorului de curent cînd este deschis, calculat la 1 cm² secțiune de miez și la o spiră a înfășurării secundare, în funcție de intensitatea cîmpului magnetic determinat de curentul primar. Curbele au fost stabilite pentru miezuri toroidale realizate din diverse materiale, pentru un curent primar practic sinusoidal. Pentru comparare, sînt reprezentate curbele care corespund încercărilor izolației longitudinale a transformatorului de curent, efectuate cu o sursă de tensiune sinusoidală.

12.13.2. Comportarea transformatoarelor de măsură în cazul unei puneri la pămînt în sistemul trifazat

Sistemele energetice trifazate funcționează fie cu neutrul izolat, fie cu neutrul legat direct sau indirect la pămînt. Folosirea unuia sau a celuilalt sistem depinde de condițiile de exploatare. În sistemele cu neutrul legat direct la pămînt, un scurtcircuit monofazat apare cînd o fază oarecare este pusă la pămînt. În acest sistem, tensiunea față de pămînt nu depășește valoarea de 80% din tensiunea dintre faze.

În sistemele trifazate de tensiune înaltă, neutrul poate fi izolat sau legat indirect la pămînt. La funcționarea normală, tensiunile pe faze sînt aproximativ egale față de pămînt și corespund tensiunii pe fază din sistemul trifazat (fig. 12.30, *b*). Aceste tensiuni sînt determinate de capacitățile conductoarelor față de pămînt.

Dacă are loc o punere la pămînt, o capacitate față de pămînt este scoasă din circuit, iar tensiunea pe celelalte două faze fără această defecțiune crește pînă la valoarea tensiunii dintre faze. În această stare de avarie, sistemul poate fi exploatat în continuare, dar întreaga instalație este solicitată la o tensiune mai mare față de pămînt. Timpul admis pentru punerea la pămînt (2—24 h) depinde de felul avariei, precum și de importanța și caracterul consumatorilor alimentați de la acest sistem. În acest caz, precizia transformatoarelor monofazate de tensiune de măsură nu mai este asigurată (fig. 12.31).

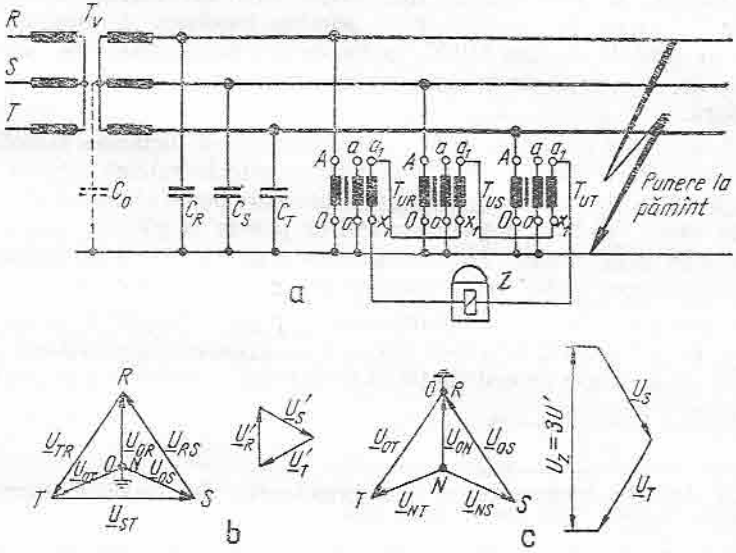


Fig. 12.30. Sistemul trifazat cu punct neutru izolat:
a — schema sistemului; *b* — fazorii de tensiune în cazul funcționării normale; *c* — fazorii de tensiune în cazul punerii la pământ.

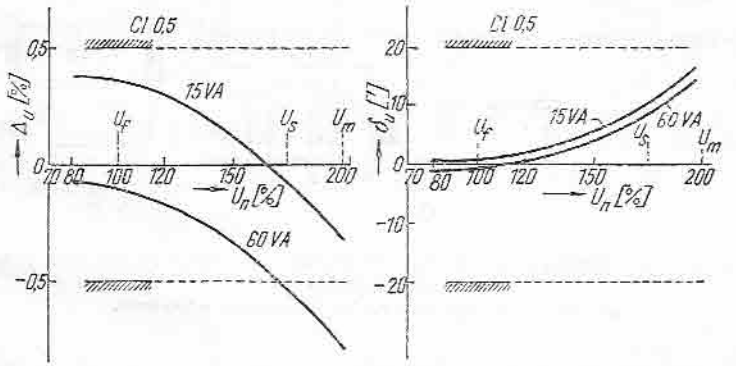


Fig. 12. 31. Erorile transformatorului de tensiune monofazat în cazul punerii la pământ, varianta J 353,350.0 / $\sqrt{3}/100/\sqrt{3}$ V, $P_n = 60$ VA, Cl 0,5.

Pentru indicarea punerii la pămînt se folosesc trei transformatoare monofazate, cu înfășurările primare și secundare legate în stea, iar înfășurările auxiliare legate în triunghi, în acest scircuit fiind legat releul de semnalizare a punerii la pămînt (fig. 12.30, *a*). În cazul punerii la pămînt, tensiunea în releul de punere la pămînt crește pînă la 100 sau 110 V. În loc de trei transformatoare monofazate se poate folosi un transformator trifazat, cu neutrul legat la pămînt și cu o înfășurare auxiliară.

Dacă înfășurarea secundară a transformatoarelor de tensiune monofazate sau a transformatoarelor trifazate puse la pămînt nu este în sarcină, atunci tensiunea de frecvență triplă de la bornele înfășurării auxiliare poate ajunge în stare normală la astfel de valori, încît să acționeze releul de punere la pămînt, semnalizînd în mod fals o punere la pămînt. Pentru reducerea acestei tensiuni de frecvență triplă este necesară punerea înfășurării secundare sub o sarcină adecvată.

Fenomenul prezentat indică posibilitatea apariției fenomenului de ferorezonanță, care în anumite condiții duce la creșterea inadmisibilă a tensiunii. De aceea, este necesar ca în stația de distribuție să se ia măsuri, care să nu permită apariția acestor fenomene.

12.13.3. Apariția ferorezonanței și a armonicelor de frecvență superioară

Transformatoarele de tensiune capacitive sînt cele mai sensibile la apariția ferorezonanței și a frecvențelor superioare. Ele trebuie prevăzute cu instalații speciale de amortizare (v. § 8.1.3.).

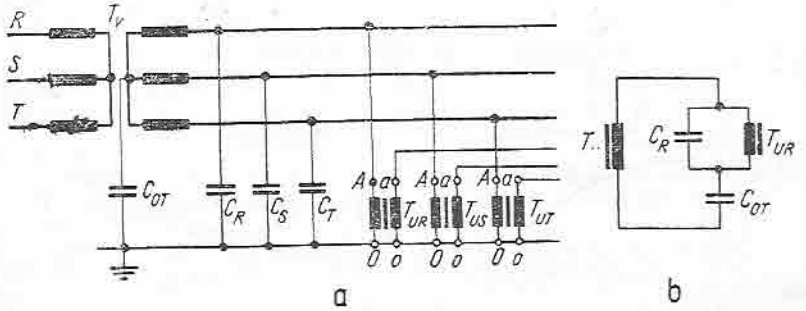


Fig. 12.32. Apariția ferorezonanței în rețeaua de înaltă tensiune cu punct neutru izolat:
a — schema de legături a rețelei; *b* — schema echivalentă.

Aceste stări de avarie pot fi determinate și cu alte instalații, în special dacă în serie cu inductanța cu miez de fier este conectată o capacitate mică [12.15].

Acest caz se constată la transformatoarele de tensiune monofazate din rețelele cu neutrul legat la pămînt (fig. 12.32), în care curentul de punere la pămînt nu

este mai mare de 5 A. Cauza apariţiei ferorezonanţei la acest tip de conexiuni poate fi o sarcină nesimetrică a reţelei, în cazul în care se utilizează mai puţin de trei transformatoare de tensiune monofazate.

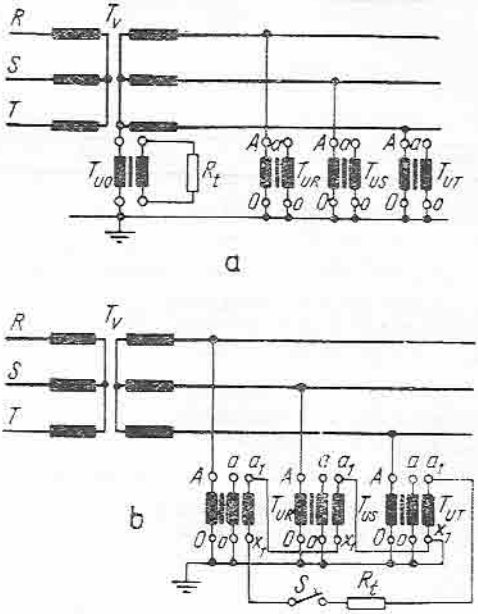


Fig 12. 33. Schema de legături pentru prevenirea fenomenului de ferorezonanţă la transformatoarele de tensiune monofazate: *a* — rezistenţa de amortizare de 35 Ω conectată la transformatorul de tensiune T_{UO}, legat la neutrul transformatorului de putere T_V; *b* — rezistenţa de amortizare este conectată în circuitul înfăşurării auxiliare, legată în triunghi deschis.

Pentru a se evita apariţia ferorezonanţei în reţeaua cu transformatoare de tensiune monofazate, se pot folosi diferite legături de protecţie (fig. 12.33) [12.18, 12.19]. Rezistenţa conectată în circuitul înfăşurării auxiliare, legată în triunghi deschis, trebuie să fie dimensionată pentru 300—1000 W, pentru ca în cazul punerii la pămînt, cînd tensiunea în triunghi creşte, să nu se ardă. În acest caz este avantajos să se folosească rezistenţe neliniare, sau să se includă în circuit un dispozitiv de siguranţă, care la un curent mare deconectează circuitul. Dispozitivul de protecţie este prevăzut cu semnalizare.

Caracteristici tehnice principale ale transfor

(f =

Denumirea	Tipul	Curentul primar nominal A	Curentul secundar nominal A	Tensiunea de izolație kV	Tensiunea de încercare kV
1	2	3	4	5	6
Transformator de curent tip trecere, cu izolație din bachelită, pentru montaj interior	CIT-0,5t	100—250	5	0,5	3
Transformator de curent de trecere tip șină cu izolație din bachelită pentru montaj interior	CIT-0,5t	300—3000	5	0,5	3
Transformator de curent tip suport cu izolație din bachelită pentru montaj interior	CIS-0,5t	5—300	5	0,5	3
Transformator de curent tip suport cu izolație din rășină turnată, pentru montaj interior	CIRS-0,5t	5—300	5	0,5	3
Transformator de curent tip trecere cu izolație din rășină turnată, pentru montaj interior	CIRT-0,5t	100—250	5	0,5	3
Transformator de curent de trecere, tip șină, pentru montaj interior, cu izolația din rășină turnată	CIRT-0,5t	300—3000	5	0,5	3
Transformator de curent cu izolație de porțelan tip trecere, pentru montaj interior, cu înfășurare primară multispirală	CIPT-10;15	5—400	5	10;15	42;55
Transformator de curent tip de trecere monospiral cu izolație de porțelan, pentru montaj interior	CIPTI-10;15	600—1500	5	10;15	42;55

matoarelor de curent fabricate în România

= 50 Hz)

Stabilitatea termică	Stabilitatea dinamică	Clasa de precizie	Puterea secundară VA	Coeficientul de saturație	Calități
7	8	9	10	11	12
60 I_n	practic infinită	1	5	10	Execuție monospirală la curenți primari relativ mici
60 I_n	practic infinită	0,5; 1	10; 15; 30	<5; <10	Bobinajul primar este însăși bara circuitului de forță
60 I_n	150 I_n	0,5	10	<5	Funcționează în condiții normale de temperatură și umiditate
60 I_n	150 I_n	0,5	10	<5	Funcționează în condiții climatice și de mediu deosebit de grele tropical umed (TH), maritim, la temperaturi foarte joase etc.
50 I_n	practic infinită	1	5	<10	Execuție monospirală la curenți primari relativ mici și funcționează în condiții climatice și de mediu deosebit de grele
60 I_n	practic infinită	0,5; 1	10,15; 30	<5; <10	Funcționează în condiții climatice și de mediu deosebit de grele. Bobinajul primar este însăși baza circuitului de forță
90 I_n	250 I_n	0,5/3; 0,5/D	15/30; 15/15	<10/>5; <10/>10	Se execută numai în varianta cu două înfășurări secundare, transformatorul poate fi montat în orice poziție
100 I_n	bună	0,5/D; 1/3; 0,5/3	20/50; 20/20	>15; 20 ≷ 10	Se execută numai în varianta cu două înfășurări secundare, construcție robustă

Denumirea	Tipul	Curentul primar nominal A	Curentul secundar nominal A	Tensiunea de izolație kV	Tensiunea de încercare kV
1	2	3	4	5	6
Transformator de curent de trecere, monospiral, cu izolația de porțelan pentru montaj interior	CIPTI-10b	400—1000	5	10	35
Transformator de curent de trecere tip șină, cu izolație de porțelan, pentru montaj interior	CIPT-1 10c	2000—5000	5	10	42
Transformator de curent de izolație de porțelan tip suport, pentru montaj interior	CIPS-10	15— 800	5	10	42
Transformator de curent tip suport, pentru montaj interior, cu izolație din rășină turnată	CIRS-6; 10; 20; 35	2×(15—400)	5	6; 10; 20; 35	27; 35; 55; 85
Transformator de curent tip suport, pentru montaj interior, cu izolație din rășină turnată	CIRS-10a	15—600	5	10	42
Transformator de curent tip suport cu izolație în ulei, pentru montaj exterior	CESU-35	5—1000	5	35	85 (95)
Transformator de curent tip suport, cu izolație în ulei pentru montaj exterior	CESU-110b	2×(50—300)	5	110	230 (260)
Transformator de curent cu saturație rapidă pentru montaj interior	CISr-1	4—5	3,5	1	3
Transformator de curent pentru componenta homopolară, montaj interior	CIH-75	≈10	1	0,5	2

D — protecție diferențială

Anexa 1 *(continuare)*

Stabilitatea termică	Stabilitatea dinamică	Clasa de precizie	Puterea secundară VA	Coeficientul de saturație	Calități
7	8	9	10	11	12
100 I_n	bună	0,5/D; 1/3	15/30; 30/60	$<10/>10$; $<1/>5$	Se execută numai în varianta cu două înfășurări secundare. Înfășurarea primară este monospirală
100 I_n	bună	0,5/0,5; 0,5/3; D/D; D/0,5	30/15; 30/30	$>20/>10$; $>20/<10$	Se montează direct pe șinele circuitului de forță a instalației
100 I_n	250 I_n	0,5/3; 3	15/30; 30/30; 30	$<10/>10$ >10; >5	Se execută cu două înfășurări una pentru măsură clasa 0,5 una pentru protecție clasa 3
100 I_n	250 I_n	0,5/3; 1/3; 0,5/1; 0,2/1	15/30; 30/30 30/60	$<5/>10$; $<10/>5$	Funcționează în condiții climatice și de mediu grele
250 I_n	100 I_n	0,5/D; 0,5/3; 1/D; 1/3	15/30; 30/30	$<10/>5$ $<10/>10$	Se execută numai în variante cu două înfășurări secundare
100 I_n	250 I_n	0,5/3; 0,5/D D/D	50/50; 30/30; 60/60	$\gtrless 10$; 15; $20/>5$;15	Construcție robustă, cu izolație capabilă să suporte tensiuni de încercare maxime, la 50 Hz și la impuls, prevăzute de norme străine pentru 35 kV
120 I_n	300 I_n	0,5/D/3; D/D/3; 0,5/D/D	30/30/60; 30/30/30	$\gtrless 10$; 15/ $>15/>5$; 10	Construcție robustă, cu izolație capabilă să suporte tensiuni de încercare maxime la 50 Hz și la impuls prevăzute de norme străine pentru 110 kV
—	—	—	—	—	Se utilizează pentru alimentarea bobinelor de declanșare ale dispozitivelor de acționare automată a a întrerupătoarelor de I.T.
200 A	—	—	—	—	Se utilizează la protecția contrapunerii la pămînt a instalației. Releul folosit RC-1 RS 7976

Caracteristicile tehnice principale ale transfor

($f =$

Denumirea	Tipul	Tensiunea nominală kV	Tensiunea de izolație kV
1	2	3	4
Transformator de tensiune monofazat pentru montaj interior cu izolația în rășini de turnare	TIRB-0,5	0,38; 0,4; 0,5	0,5
Transformator de tensiune bipolar pentru montaj interior cu izolație de ulei	TIBIU-6; 10; 15	5—6; 10; 15	6; 10; 15
Transformator de tensiune trifazat pentru montaj interior, cu izolație în ulei	TITU-6; 10; 15	$3/\sqrt{3}$; $5/\sqrt{3}$; $6/\sqrt{3}$; $10/\sqrt{3}$; $15/\sqrt{3}$	6; 10; 15
Transformator de tensiune monopolar, pentru montaj interior, cu izolație din rășină turnată	TIRM-6; 10; 15	$5/\sqrt{3}$; $6/\sqrt{3}$; $10/\sqrt{3}$; $15/\sqrt{3}$	6; 10; 15
Transformator de tensiune monopolar, pentru montaj interior, cu izolația în rășini de turnare	TIRM-20; 25; 35	$20/\sqrt{3}$; $25/\sqrt{3}$ $35/\sqrt{3}$	25; 35
Transformator de tensiune bipolar, pentru montaj interior, cu izolație în rășină de turnare	TIRB-6; 10; 15	5·6 ;10;15	6; 10; 15
Transformator de tensiune bipolar, pentru montaj interior, cu izolație în rășină de turnare	TIRB-20; 25; 35	20; 25; 35	25; 35
Transformator de tensiune monopolar pentru montaj exterior, cu izolația în ulei	TEMU-20; 25; 35	$20/\sqrt{3}$; $25/\sqrt{3}$ $35/\sqrt{3}$	35; 35; 35
Transformator de tensiune pentru montaj exterior, cu izolație în ulei	TEBV-20; 25; 35	20; 25; 35	35
Transformator de tensiune monopolar, cu izolație în ulei, pentru montaj exterior	TEMU-110	$110/\sqrt{3}$	110

Notă. Transformatoarele de curent și tensiune se fabrică la Grupul de Uzine pentru

Anexa 2

matoarelor de tensiune fabricate în România

= 50 Hz

Tensiunea de încercare kV	Clasa de precizie	Puterea secundară VA	Tensiunea secundară nominală V	Calităţi
5	6	7	8	9
3	0,5; 1; 3	20, 40, 100	100	Funcţionează în condiţii climatice şi de mediu grele
27; 35; 45	0,5; 1; 3	30—320	100	Se montează numai în poziţie verticală
27; 35; 45	0,5; 1; 3	50—480	$100/\sqrt{3}$; 100/3	Construcţie trifazată bloc, circuitul magnetic avînd cinci coloane
27; 35; 45	0,5; 1; 3	60—300		Funcţionează în condiţii climatice şi de mediu grele. Posedă două înfăşurări secundare: una de măsurare, a doua contra punerii la pămînt
55; 65; 85	0,5; 1; 3	120—480	$100/\sqrt{3}$; 100/3;	Funcţioneazâ în condiţii climatice şi de mediu grele
27; 35; 45	0,5; 1; 3	60—300	100	Funcţionează în condiţii clima tice şi de mediu grele
55; 65; 85	0,5; 1; 3	120—480	100	Funcţionează în condiţii climatice şi de mediu grele
55; 65; 85	0,5; 1; 3	90—300	$100/\sqrt{3}$; 100/3	Transformatorul are două înfăşurări secundare: una pentru măsurare cealaltă pentru protecţia contra punerilor la pămînt
55; 65; 85	0,5; 1; 3	90—300	100	Se montează numai în poziţie verticală
185	0,5; 1; 3	300; 600; 900	$100/\sqrt{3}$; 100	Transformatorul are două înfăşurări secundare: una pentru măsurări, cealaltă pentru protecţia contra punerilor la pămînt.

aparate şi maşini electrice — Craiova.

Bibliografie

Capitolul 2

2.1. *Kopeček, J.* Náhradní schéma transformátoru s ferromagnetickým obvodem. În: EO (1957), nr. 5, p. 215—221.

2.2. *Heller, B., Chládek, J., Maléna, Š.* Kolísáni magnetického toku transformátorů při změně směru, velikosti a pošinutí energie a při regulaci napěti. În: EO (1952), nr. 11, p. 506—516.

2.3. *Wentz, E. C.* A simple method for determination of ratio error and phase angle in current transformers. În: Transactions AIEE, 1941, p. 949—954, discuții, 1941, p. 1369—1370.

Capitolul 3

A. Transformatoare de curent

3.1. *Kopeček, J.* Komplexní diagram chyb měřicího transformátoru proudu a jeho použití. În: EO, nr. 4, 1960, p. 173—179.

3.2. *Keinath, G.* Untersuchung Meßtransformatoren. Wildsche Buchdruckerei, München, 1909.

3.3. *Moellinger, J., Gewecke, H.* Zum Diagram des Stromwandlers. În: ETZ, 1912. p. 270—271.

3.4. *Moellinger, J.* Wirkungsweise der Motorzähler und Meßwandler, Springer-Berlin 1925.

3.5. *Kafka, H.* Untersuchungen über Stromwandler. În: EuM, 1951, p. 529—540.

3.6. SEN 9-1952 — Měřicí transformátory.

3.7. ASA C57. 13—1954 — Instrument transformers.

3.8. Publicația CEI nr. 44, part. I. Recommandations pour les transformateurs de courant.

3.9. *Kopeček, J.* Les caractéristiques de surintensité des transformateurs de courant. În: L'industrie lourde tchécoslovaque (1957), nr. 2, p. 24—32.

3.10. *Kopeček, J.* Vztah mezi třídou přesnosti a nadproudovou charakteristikou měřicího transformátoru proudu. În: EO (1958), nr. 9, p. 456—459.

3.11. *Slavík, J.* Nadproudové číslo měřicích transformátorů proudu a některé způsoby jeho měření. În: Et (1955), nr. 1, p. 12—16.

3.12. *Illiovici, M. A.* Transformateurs d'intensité compoundés. În: BSFE (1923), an. 3, p. 55—70.